Tehnium

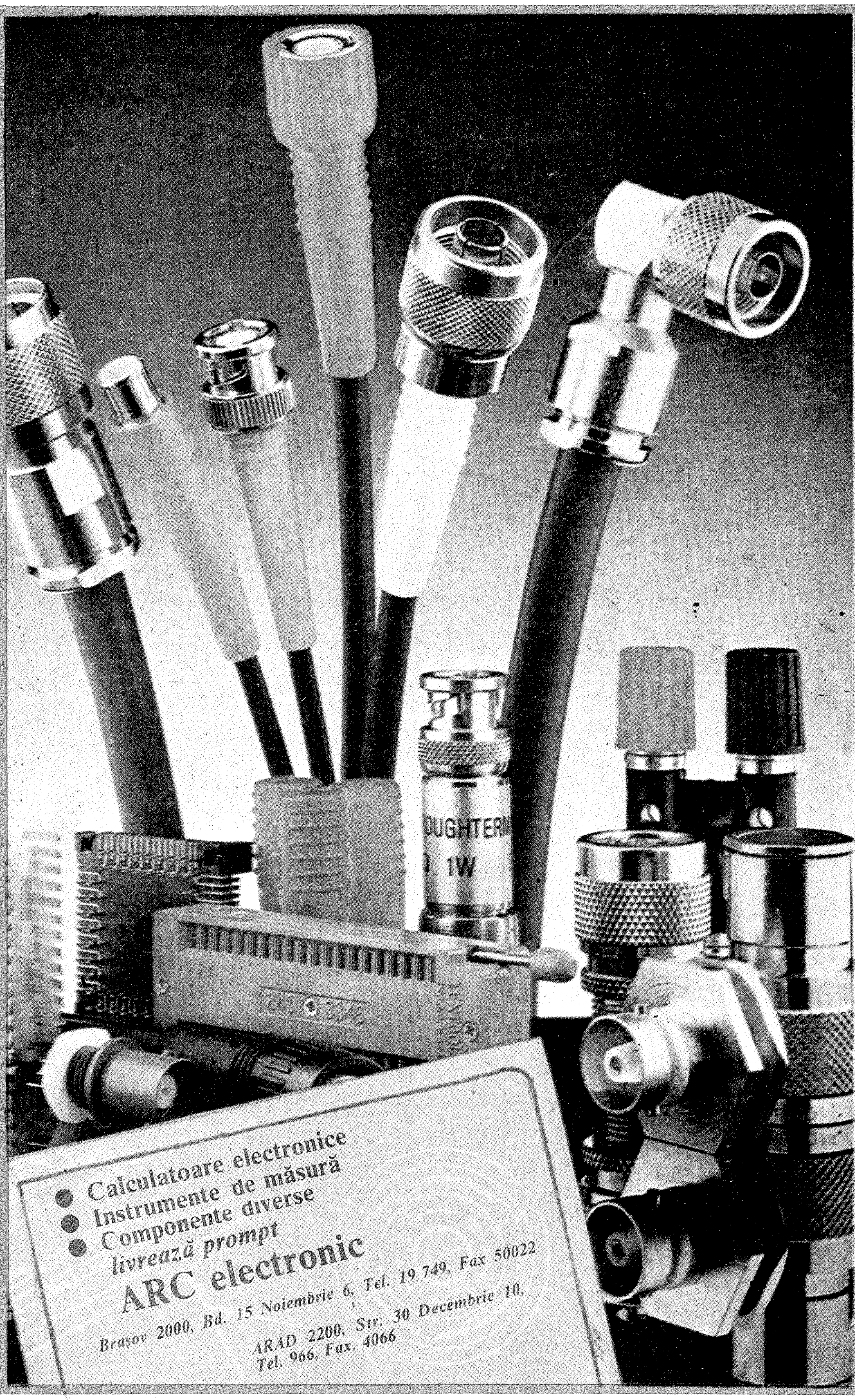
ANUL XXII — NR. 257 **4/1992**

SUMAR

REVISTĂ LUNARĂ PENTRU CONSTRUCTORII AMATORI

ADRESA REDACŢIEI: „TEHNIUM",
BUCUREŞTI, PIAŢA PRESEI LIBERE NR. 1,
COD 79784, OF. P.T.T.R. 33,
SECTORUL 1, TELEFON: 18 35 66—17 60 10/2059

PREŢUL 50 LEI



PROIECTARE ASISTATĂ DE CALCULATOR

Dr. ing. ȘERBAN RADU IONESCU

(URMARE DIN NR. TRECUT)

Circuitul prezintă interes nu numai ca divizor de putere, ci și ca circuit de însumare a semnalelor provenite de la două generatoare independente. De data aceasta, la poarta cu terminalele 1 și 4 se conectează sarcina unică, iar cele două generatoare se conectează la porțile cu terminalele 5 și 4, respectiv 6 și 4. În figura 5.11-b se face apel din nou la simetria structurii și unul dintre generatoare este înlocuit cu rezistorul R_2.

Pentru analiză circuitul este același cu cel din figura 5.11-a, numai că porțile de intrare și ieșire sînt interschimbate. Lista exemplu 5.3 ne arată că atenuarea suferită de semnalul fiecărui generator are aceeași valoare ca în cazul anterior, cînd era însă vorba de un divizor de putere.

Explicația constă în faptul că de data aceasta, cel puțin teoretic, jumătate din puterea furnizată de fiecare generator este absorbită de rezistorul R_1 (plasat între nodurile 5 și 6). În ciuda acestei irosiri de putere, circuitul prezintă avantajul unei bune separări a celor două generatoare între ele. Acest lucru poate fi dovedit analizînd transferul de putere între poarta cu terminalele 5 și 4 și, respectiv, cea cu terminalele 6 și 4, cu ajutorul circuitului din figura 5.11-c.

Ultima parte a listei exemplu 5.3 pune în evidență o izolare de cel puțin 20 dB între cele două generatoare, în toată gama de frecvență aleasă (cu un maxim de peste 30 dB în centrul gamei).

Lista exemplu 5.3 (continuare)

```
* BALEIERE (D/N): N

* FRECVENTA (MHz): 3

* PARAMETRU (Y/U/P/I/E/T/F): P

Ap=-3.66 dB      S= 1.2172E+00

* PARAMETRU (Y/U/P/I/E/T/F): I

Gi= 3.3070E+01   Bi=-1.6174E+01
Ri= 2.4402E-02   Xi= 1.1934E-02
RF=3.7481E-01    (-8.52 dB)
PH= 145.89 grd

* PARAMETRU (Y/U/P/I/E/T/F): E

Ge= 1.9779E+01   Be=-8.1515E+00
Re= 4.3219E-02   Xe= 1.7812E-02
RF=2.0083E-01    (-13.94 dB)
PH= 100.02 grd

* PARAMETRU (Y/U/P/I/E/T/F):

* CONTINUARE (C/P/A/R/S): C

* TIP ELEMENT (RU): R

NR      VAL.(kOhm)              K  K
R1      0.1                     5 ,6
R2      .005                    6 ,4

* INDICE: 2

R2      0.5                     6 ,4

* INDICE: 0

* TIP ELEMENT (RU):

* CONTINUARE (C/P/A/R/S): R

* BALEIERE (D/N): N

* FRECVENTA (MHz): 3

* PARAMETRU (Y/U/P/I/E/T/F): P

Ap=-3.45 dB      S= 1.0872E+00

* PARAMETRU (Y/U/P/I/E/T/F): I

Gi= 7.4223E+00   Bi=-6.4534E+00
Ri= 7.6727E-02   Xi= 6.6711E-02
RF=5.0181E-01    (-5.99 dB)
PH=   40.4 grd

* PARAMETRU (Y/U/P/I/E/T/F): E

Ge= 1.9780E+01   Be=-8.1287E+00
Re= 4.3251E-02   Xe= 1.7775E-02
RF=2.0028E-01    (-13.97 dB)
PH=     100 grd

* PARAMETRU (Y/U/P/I/E/T/F):

* CONTINUARE (C/P/A/R/S): C

* TIP ELEMENT (RU): R

NR      VAL.(kOhm)              K  K
R1      0.1                     5 ,6
R2      0.5                     6 ,4

* INDICE: 2

R2      .05                     6 ,4

* INDICE: 0

* TIP ELEMENT (RU):

* CONTINUARE (C/P/A/R/S): A

* NODURI INTRARE: 5, 4

* NODURI IESIRE: 1, 4

* Rg (kOhm): .05

* Rs (kOhm): .05

* BALEIERE (D/N): D

* Fmin (MHz): 1

* Fmax (MHz): 9

* Fpas (MHz): 2

* PARAMETRU (YUPIET): P

          F= 1 MHz
Ap=-4.04 dB      S= 1.2054E+00

          F= 3 MHz
Ap=-3.57 dB      S= 1.3008E+00

          F= 5 MHz
Ap=-3.74 dB      S= 1.3439E+00

          F= 7 MHz
Ap=-3.97 dB      S= 1.3828E+00
```

Lista exemplu 5.3 (fig. 5.11)

```
ANALIZA CIRCUITELOR LINIARE
  IN REGIM SINUSOIDAL

* MODELE: RLCUVDIETFOYS

* NUMARUL DE NODURI: 6

* ELEMENTE: RU

* UNITATEA DE
  FRECVENTA (G/M/K/H): M

* Fo (MHz): 1

* ELEMENTE R: 2

NR      VAL.(kOhm)              K  K
R1      0.1                     5 ,6
R2      .05                     6 ,4

* ELEMENTE U: 2

NR   L1(uH/Qo)    K      U12    U13
                  A1,E1  A2,E2  A3,E3
U1   3.12/25      0.93   1      0
                  5 ,2   2 ,6
U2   1.12/20      0.93   1      1
                  1 ,2   2 ,3   3 ,4

* CONTINUARE (C/P/A/R/S): A

* NODURI INTRARE: 1, 4

* NODURI IESIRE: 5, 4

* Rg (kOhm): .05

* Rs (kOhm): .05

* BALEIERE (D/N): D

* Fmin (MHz): 1

* Fmax (MHz): 9

* Fpas (MHz): 2

* PARAMETRU (YUPIET): PIE

          F= 1 MHz
Ap=-4.04 dB      S= 1.2054E+00
Gi= 1.7605E+01   Bi=-1.7243E+01
Ri= 2.8992E-02   Xi= 2.8394E-02
RF=4.2079E-01    (-7.52 dB)
PH= 106.73 grd
Ge= 2.1144E+01   Be=-2.2022E+01
Re= 2.2686E-02   Xe= 2.3627E-02
RF=4.7253E-01    (-6.51 dB)
PH= 121.13 grd

          F= 3 MHz
Ap=-3.57 dB      S= 1.3008E+00
Gi= 1.6422E+01   Bi=-7.3675E+00
Ri= 5.0692E-02   Xi= 2.2743E-02
RF=2.2042E-01    (-13.14 dB)
PH=  75.53 grd
Ge= 1.9781E+01   Be=-8.1399E+00
Re= 4.3233E-02   Xe= 1.7790E-02
RF=2.0054E-01    (-13.96 dB)
PH= 100.02 grd

          F= 5 MHz
Ap=-3.74 dB      S= 1.3439E+00
```

```
Gi= 1.5358E+01   Bi=-6.0702E+00
Ri= 5.6314E-02   Xi= 2.2258E-02
RF=2.1300E-01   (-13.43 dB)
PH=  62.34 grd
Ge= 1.9057E+01   Be=-5.8233E+00
Re= 4.7993E-02   Xe= 1.4666E-02
RF=1.4939E-01   (-16.51 dB)
PH=  89.28 grd

       F= 7 MHz
Ap=-3.97 dB      S= 1.3828E+00
Gi= 1.4331E+01   Bi=-5.8186E+00
Ri= 5.9904E-02   Xi= 2.4322E-02
RF=2.3330E-01   (-12.64 dB)
PH=  55.36 grd
Ge= 1.8400E+01   Be=-5.0842E+00
Re= 5.0492E-02   Xe= 1.3952E-02
RF=1.3760E-01   (-17.23 dB)
PH=  80.08 grd

       F= 9 MHz
Ap=-4.21 dB      S= 1.4209E+00
Gi= 1.3355E+01   Bi=-5.8098E+00
Ri= 6.2964E-02   Xi= 2.7392E-02
RF=2.6072E-01   (-11.68 dB)
PH=  51.04 grd
Ge= 1.7773E+01   Be=-4.8092E+00
Re= 5.2425E-02   Xe= 1.4185E-02
RF=1.3918E-01   (-17.13 dB)
PH=  72.41 grd

* CONTINUARE (C/P/A/R/S): C

* TIP ELEMENT (RU): R

NR     VAL.(kOhm)          K  K
R1     0.1                 5 ,6
R2     .05                 6 ,4

* INDICE: 2

R2     .005                6 ,4

* INDICE: 0

* TIP ELEMENT (RU):

* CONTINUARE (C/P/A/R/S): R

Lista exemplu 5.3 (ultima parte)

       F= 9 MHz
Ap=-4.21 dB      S= 1.4209E+00

* CONTINUARE (C/P/A/R/S): C

* TIP ELEMENT (RU): R

NR     VAL.(kOhm)          K  K
R1     0.1                 5 ,6
R2     .05                 6 ,4

* INDICE: 2

R2     .05                 1 ,4

* INDICE: 0

* TIP ELEMENT (RU):

* CONTINUARE (C/P/A/R/S): A

* NODURI INTRARE: 5, 4

* NODURI IESIRE: 6, 4

* Rg (kOhm): .05

* Rs (kOhm): .05
```

```
* BALEIERE (D/N): D

* Fmin (MHz): 1

* Fmax (MHz): 9

* Fpas (MHz): 2

* PARAMETRU (YUPIET): P

       F= 1 MHz
Ap=-22.09 dB     S= 4.8676E+01

       F= 3 MHz
Ap=-34.6 dB      S= 1.3268E+03

       F= 5 MHz
Ap=-30.57 dB     S= 5.4483E+02

       F= 7 MHz
Ap=-25.25 dB     S= 1.6136E+02

       F= 9 MHz
Ap=-22.23 dB     S= 8.0402E+01

* CONTINUARE (C/P/A/R/S): S
```

5.3.1. Sursă de curent comandată în tensiune (I) și sursă de tensiune comandată în tensiune (E)

Ne vom ocupa în continuare de două modele care aparțin unor componente fictive, utile în principal la analiza rețelelor electrice conținînd elemente active. Este vorba despre sursa (generatorul) de curent comandată în tensiune, reprezentată în figura 5.12 și sursa (generatorul) de tensiune comandată în tensiune, reprezentată în figura 5.13. Într-unul dintre subcapitolele următoare, acei cititori nefamiliarizați cu aceste componente (repet, fictive!) vor avea posibilitatea să le vadă incluse în modelele de semnal mic pentru tranzistorul bipolar sau cu efect de cîmp și amplificatorul operațional.

Sursa de curent este caracterizată de **panta** S, măsurată în miliamperi/volt, iar sursa de tensiune de către factorul adimensional A (asimilabil unei amplificări sau atenuări) și **rezistența internă** R_i, măsurată în kiloohmi. Semnalul de comandă pentru fiecare generator în parte îl constituie tensiunea între anumite două noduri ale circuitului, notate cu indicii p și m, în cele două figuri (deci tensiunea U_{pm}).

Cînd sursele sînt incluse în structura unui circuit avînd n noduri, așa cum sugerează figura 5.14, curenții parțiali I'_i și I'_j asociați fiecărei surse sînt dependenți de potențialele nodurilor i, j, p și m. Dependența este redată de relațiile (5.6) în cazul sursei de curent și, respectiv, de relațiile (5.7) în cazul celei de tensiune.

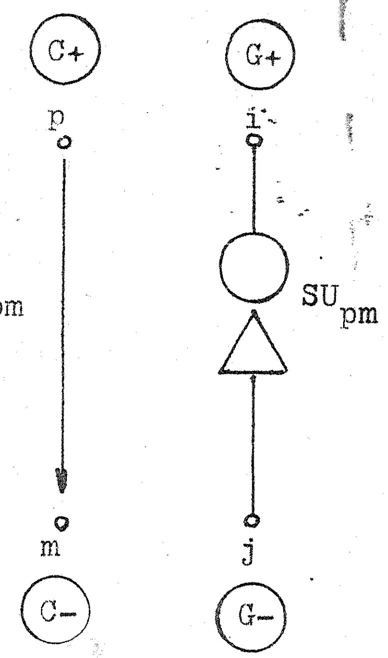


Fig. 5.12

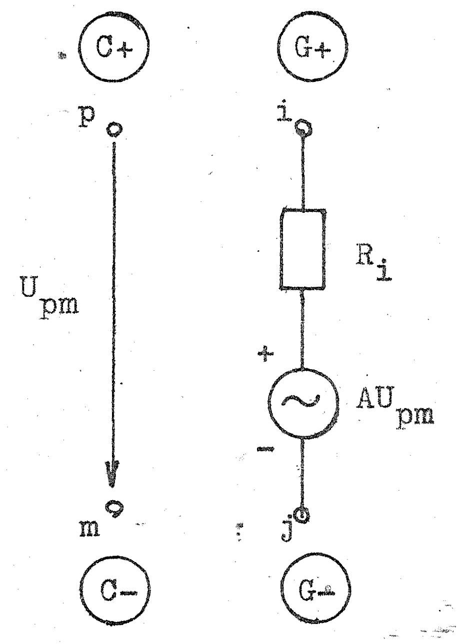


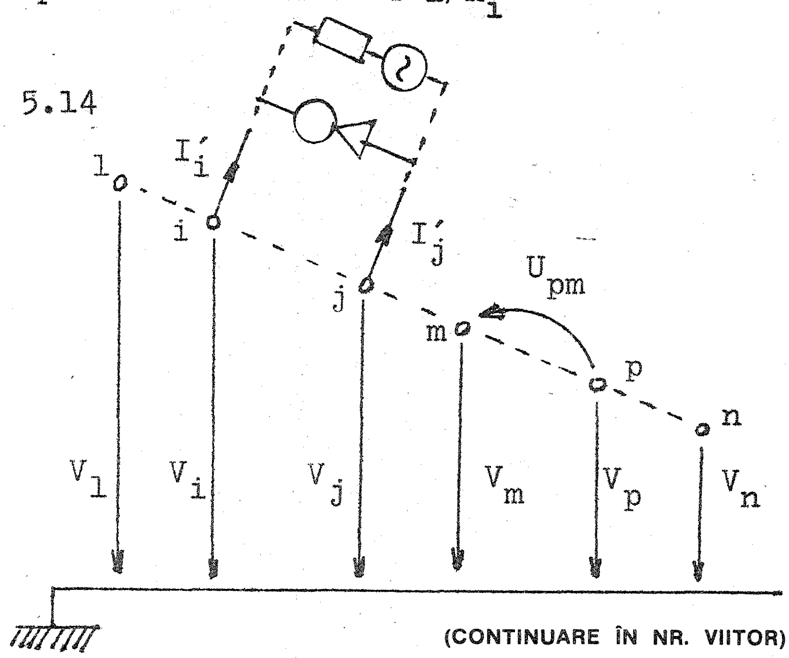
Fig. 5.13

$$(5.6)\quad I'_i = -SV_p + SV_m \qquad I'_j = SV_p - SV_m$$

$$(5.7)\quad I'_i = GV_i - GV_j - AGV_p + AGV_m \qquad I'_j = -GV_i + GV_j + AGV_p - AGV_m$$

unde $G = 1/R_i$

Fig. 5.14



(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

EXPERIMENT

(URMARE DIN NR. TRECUT)

O primă variantă acceptabilă drept soluție pentru problema propusă (reamintesc, ne ocupăm de realizarea unui variator de putere pentru un reșou electric de cca 600 W) este cea din figura 15.

Din considerentele arătate la început, este de preferat să se „supradimensioneze" voit componentele principale, respectiv puntea redresoare P.R. și tiristorul Th. De exemplu, se poate folosi o punte monolitică de 10 A sau chiar de 20 A, din seriile 10PM4... 8, respectiv 20PM4... 8, adică avînd tensiunea de lucru admisă de cel puțin 400 V. Chiar cu această supradimensionare, se recomandă montarea punții pe un radiator din tablă de aluminiu cu suprafața de cîteva zeci de centimetri pătrați, pentru răcire eficientă la funcționarea îndelungată. La rîndul său, tiristorul va fi ales de preferință dintre modelele cu un curent maxim admis de 10 A sau chiar mai mult, evident tot cu tensiunea nominală de cel puțin 400 V. Personal am experimentat montajul cu cele două tipuri de tiristoare propuse la început, KY202H și T30N8, pe care,

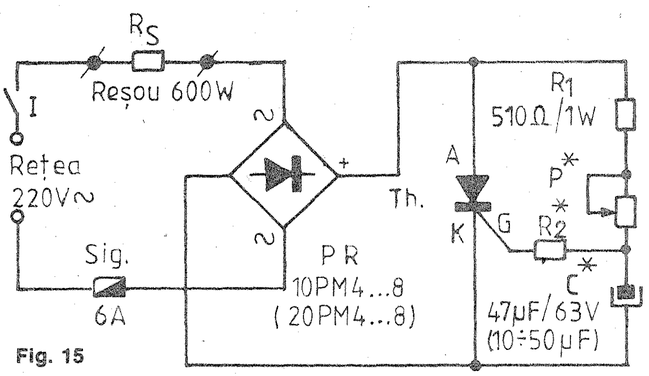


Fig. 15

de asemenea, le-am prevăzut cu mici radiatoare din tablă de aluminiu.

Rezultatele finale au fost în ambele cazuri bune, obținînd o plajă de reglaj între Pmax și aproximativ Pmax/15, chiar Pmax/20, unde am notat cu Pmax puterea nominală a consumatorului RS (atunci cînd este alimentat cu tensiunea alternativă de 220 V). Practic, tensiunea eficace maximă pe sarcină este foarte apropiată de 220 V, intervenind numai căderile nesemnificative pe două din diodele punții și pe tiristorul în conducție. Dacă acest lucru nu se întîmplă, înseamnă că avem un exemplar foarte puțin sensibil de tiristor (curent mare de poartă) și în acest caz valoarea rezistenței de limitare R1 trebuie redusă treptat, cu prudența cuvenită.

Probleme mai delicate ridică obținerea unui prag minim cît mai coborît, care în cele două cazuri a ajuns pînă la cca 50—60 V în valoare eficace. Aici pot apărea diferențe semnificative între combinațiile optime P, C, eventual și R2, îndeosebi în funcție de valoarea concretă a curentului de amorsare pe poartă pentru exemplarul de tiristor testat (parametrul este dat în catalog cu titlu orientativ sau maximal, acoperitor).

Inițial se alege un condensator C electrolitic, cu tensiunea nominală de cel puțin 50—63 V și cu capacitatea de ordinul a 20—50 μF. Între poarta G a tiristorului și punctul median al circuitului de defazare se intercalează provizoriu un potențiometru bobinat de cca 250—500Ω (figurat în schemă R2), care se va înlocui în final printr-un rezistor fix. Cea mai delicată problemă rămîne însă procurarea potențiometrului de reglaj propriu-zis, P, care trebuie să fie obligatoriu bobinat, de o construcție cît mai robustă și cu izolație foarte bună. Valoarea sa optimă se stabilește prin tatonări succesive, acționîndu-se eventual simultan și asupra lui C și R2. Pe de o parte, manevrarea cursorului trebuie să asigure obținerea unui prag inferior cît mai coborît al tensiunii eficace la bornele consumatorului RS (practic nu am reușit cu montajul de față să obțin mai puțin de 50—60 Vef), iar pe de altă parte, este de dorit ca în plaja activă de reglaj să fie inclusă aproape întreaga cursă a lui P.

Practic, pentru exemplarul de KY202H folosit am stabilit ca optimă combinația: P ≈ 100—120 kΩ; C = 47 μF; R2 = 0. În cazul tiristorului T30N8 am fost nevoit să reduc valoarea lui P la cca 25—33 kΩ cu același condensator C = 47 μF și, în plus, să intercalez pe R2 ≈ 56 Ω din considerente de stabilitate a pragului inferior. Ulterior am găsit și exemplare de T30N8 sau T25N8 mult mai sensibile, dar și altele mai puțin sensibile.

Pentru că am pomenit de stabilitate, reamintesc că în paralel cu reșoul am avut conectate în permanență un bec de rețea de 60 W și un voltmetru de tensiune alternativă (valoare eficace), pe domeniul de 300 V. Tendințele de „instabilitate" se pot manifesta în vecinătatea pragului inferior, cînd reglajul nu mai este uniform și becul-martor pîlpîie supărător, aleator. Avem tot interesul să împingem cît mai „jos" acest prag, iar tatonarea experimentală a lui R2 ne poate ajuta mult în această privință.

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

INDICATOR

Atunci cînd un consumator oarecare, alimentat de la rețeaua electrică de 220 V ~, își încetează brusc funcționarea, este bine să investigăm — înainte chiar de a bănui defectarea lui propriu-zisă — două alte posibile cauze, mai banale, dar nu tocmai improbabile, și anume eventuala întrerupere a tensiunii de rețea și, respectiv, arderea siguranței fuzibile.

Alăturat ne referim tocmai la acest din urmă aspect, cu mențiunea că adeseori avem de-a face nu cu una, ci cu două sau chiar trei siguranțe fuzibile înseriate în circuitul consumatorului respectiv (una generală, de intrare în casă sau apartament, alta la tablou, pe circuitul de „prize" sau pe cel de „iluminat", și alta eventual încorporată în însuși aparatul în cauză).

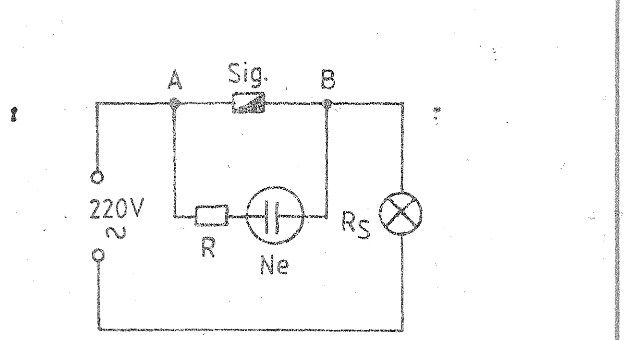
Figura 1 vă reamintește o soluție extrem de simplă și ieftină pentru semnalizarea optică a întreruperii/arderii unei siguranțe fuzibile, Sig. Se folosește în acest scop un bec miniatură cu „neon", Ne, practic de orice tip, căruia i se mai adaugă în serie o rezistență de limitare, R (uzual între 100 kΩ și 300 kΩ, în funcție de „becul" Ne disponibil). Există chiar mai multe modele de indicatoare care au încorporat ansamblul serie R+Ne, disponibile ca piese de schimb la diverse aparate electrocasnice.

În condiții normale de funcționare, căderea de tensiune la bornele A-B ale siguranței este practic nulă, ansamblul R+Ne scurtcircuitat și deci becul Ne rămîne stins. La arderea siguranței, între bornele A și B vom avea însă, practic, tensiunea de rețea (prin consumatorul RS, presupus integru și cu o rezistență internă mult mai mică decît R), astfel că becul Ne va amorsa instantaneu și va rămîne în continuare aprins, semnalînd evenimentul.

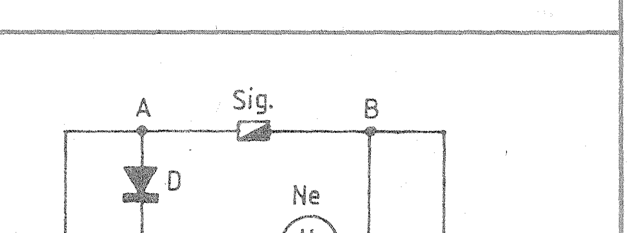
Cu prețul unei complicări minore — o diodă și un condensator în plus —, montajul poate fi făcut să semnalizeze mai „insistent", de pildă prin aprindere cu intermitență a becului Ne, așa cum se sugerează în figura 2. Dioda D se alege din seriile 1N4004—1N4007, F407 etc., iar condensatorul C se tatonează între 0,1 μF și 2,2 μF (model cu tensiunea de lucru de cel puțin 250 V).

La arderea siguranței, tensiunea de la bornele A-B este redresată monoalternanță de către dioda D, fiind apoi folosită la încărcarea condensatorului C prin rezistența R de valoare mare (0,5:5 MΩ). Atunci cînd tensiunea pe condensator atinge o anumită valoare — specifică becului Ne —, acesta se aprinde pentru un timp scurt (pînă la descărcarea lui C sub pragul minim necesar

1



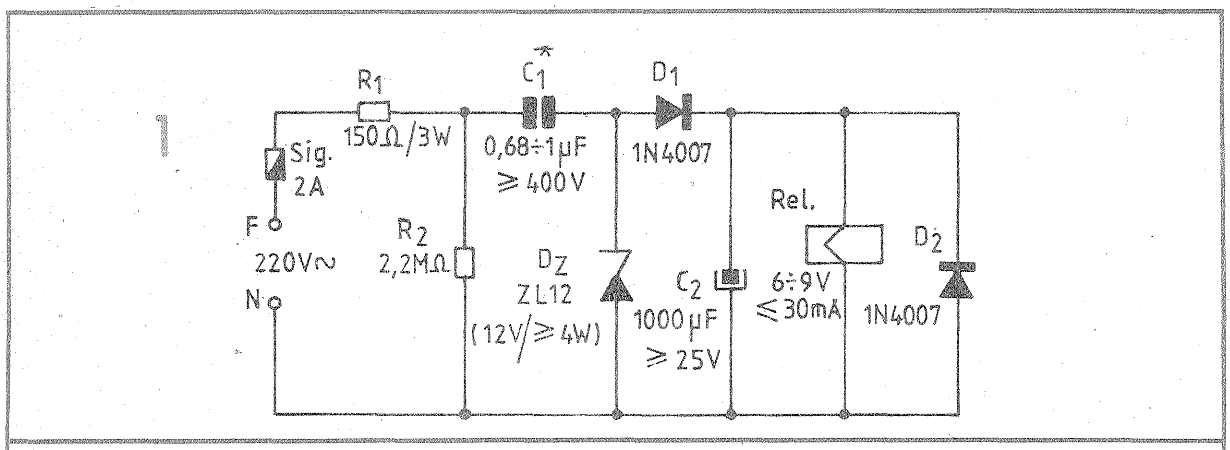
2

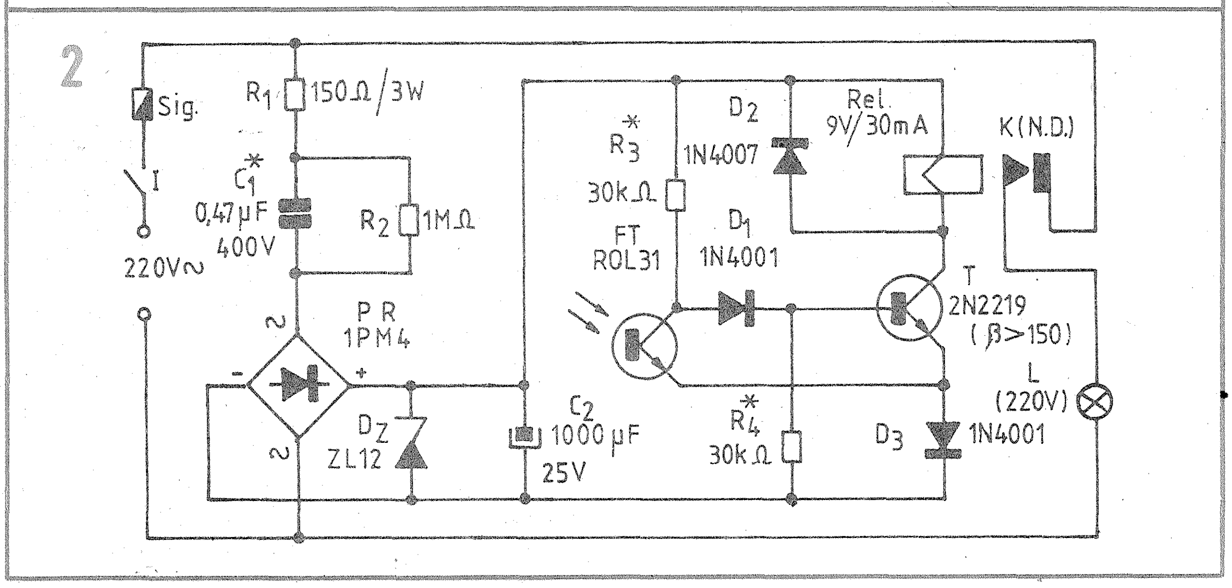


menținerii descărcării în gaz), după care becul se stinge și începe un nou ciclu. Frecvența de pîlpîire depinde de tipul becului Ne și de constanta de timp R.C. O pîlpîire rapidă, de cca două cicluri pe secundă, este mai supărătoare la ochi, mai „enervantă" decît una lentă, deci și mai eficace pentru scopul propus.

Întreg ansamblul D, R, C și Ne poate fi introdus în corpul unui indicator de funcționare, fiind apoi branșat în paralel cu siguranța „supravegheată".

UTIL





Alimentarea de la rețea, fără transformator, a unor mici consumatori ce solicită o tensiune continuă joasă prinde — se pare — „teren", ca dovadă că ea este tot mai frecvent întîlnită în revistele de construcții electronice pentru amatori și nu numai. Cu toate neajunsurile și chiar riscurile pe care le comportă, avantajele incontestabile ale acestei soluții o impun, treptat-treptat, în tot mai multe aplicații nepretențioase, dintre care unele au fost sugerate sau doar reamintite recent la această rubrică.

În nr. 11/1991, de pildă, procedeul era aplicat pentru alimentarea de la rețea a unor relee mici de tensiune continuă. Răspund pe această cale celor care au solicitat lămuriri suplimentare, prin două precizări utile, pe care — bineînțeles — le-am verificat în prealabil experimental, cu bune rezultate.

Prima se referă la posibilitatea de a suprima puntea redresoare din circuitul de rețea, nu atît pentru că ar (mai) fi chiar așa greu de procurat, ci îndeosebi pe considerente de preț. Da, puntea poate fi eliminată, încredințînd diodei zener DZ, de putere adecvată, un rol dublu, și anume de a scurtcircuita semialternanțele de o anumită polaritate, „nedorite" (pe cele negative, de exemplu) și, respectiv, de a le limita pe celelalte la o valoare maximă de tensiune ce poate fi considerată ca nepericuloasă pentru consumatorul preconizat. O posibilă soluție este sugerată în figura 1, unde R1, R2, C1 și DZ au rolul deja cunoscut (vezi articolul amintit, ca și colecția revistei pe anul 1991).

Ceea ce apare aici în plus este dioda de separație D1, care permite condensatorului C2 să se încarce numai pe parcursul semialternanțelor „dorite" (pozitive față de masă, în acest caz). Evident, releul Rel este „echipat" cu obișnuita diodă D2, montată în paralel pe contactele bobinei lui și avînd aici rolul de a proteja condensatorul C2 împotriva tensiunii înalte de autoinducție generată la întreruperea curentului prin bobină.

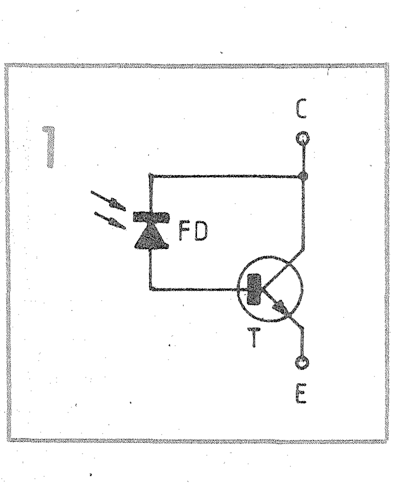
Procedeul este posibil și dă rezultate bune, dar nu se recomandă decît la nevoie, cînd procurarea unei punți redresoare adecvate este inaccesibilă sau/și curentul consumat de releu este foarte mic. Într-adevăr, observăm că energia înmagazinată de condensatorul C2 este furnizată de către o singură semialternanță, deci se pune dintr-o dată problema de a mări semnificativ capacitatea acestui condensator (față de varianta cu punte). Mai decurge de aici și necesitatea de a mări intensitatea curentului absorbit din rețea, implicit și capacitatea condensatorului serie C1, cu consecințe nefavorabile în ceea ce privește disipația termică pe rezistența de limitare R1, ca și pe dioda Zener DZ.

Exemplul din figura 1 a fost conceput și experimentat cu rezultate bune pentru relee cu tensiunea (continuă) de anclanșare fermă de cel mult 9 V și cu un curent absorbit de maximum 30 mA. Pentru extinderea domeniului se vor tatona adecvat valorile lui C1 și DZ, retușînd eventual și pe R1 și C2.

Cea de-a doua precizare se referă la posibilitatea de a utiliza tensiunea continuă joasă astfel obținută nu numai la comanda „directă" a releului, ci și la acționarea acestuia prin intermediul unor comutatoare electronice nepretențioase. Un astfel de exemplu este sugerat în figura 2, unde s-a folosit un releu cu anclanșare fermă la cca 9—10 V și la un curent de maximum 30 mA. Partea de alimentare este cea prezentată în articolul menționat, iar comutatorul electronic gen trigger-Schmitt, puțin modificat în vederea comandării sale prin semnal luminos (înlocuirea primului tranzistor printr-un fototranzistor), este și el cunoscut cititorilor revistei. Așa cum este reprezentat, montajul poate servi la aprinderea automată a unui bec L de rețea, prin intermediul contactelor k (normal deschise) ale releului, atunci cînd iluminarea ferestrei fototranzistorului FT scade brusc sub un anumit nivel. Cu mici modificări, însă, el poate fi ușor transformat în instalație de avertizare, supraveghetor de flacără, „barieră" luminoasă, contor de obiecte în mișcare etc.

Pagini realizate de fiz. ALEX. MĂRCULESCU

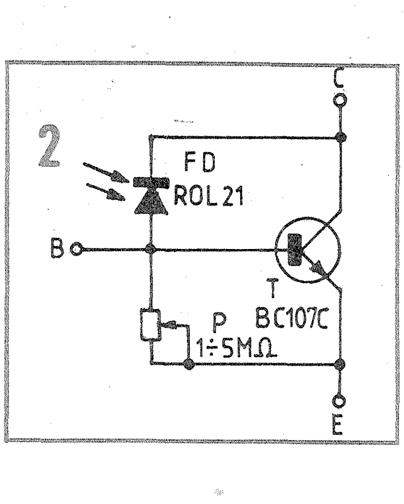
FOTOTRANZISTOR



Mai sînt încă numeroși amatori care se văd nevoiți să simuleze un fototranzistor, de pildă după „rețeta" clasică reamintită în figura 1. Se pot folosi practic orice tranzistor T cu siliciu, npn, de mică putere și orice tip de fotodiodă FD.

Rezultatele sînt în general bune, dar mai pot apărea și unele surprize neplăcute, cum ar fi, de pildă, „refuzul" fototranzistorului obținut de a se bloca total (suficient de mult) în întuneric complet. Cauza o constituie, cel mai probabil, factorul beta foarte mare al tranzistorului T, acesta putînd astfel fi adus în conducție semnificativă (neneglijabilă) prin intermediul curentului invers de întuneric al fotodiodei.

O soluție simplă de remediere a situației este sugerată în figura 2, unde mai apare suplimentar potențiometrul P (semireglabil), conectat între baza și emitorul lui T. Se obține astfel un fototranzistor cu sensibilitatea ajustabilă, la care dispunem și de acces la terminalul bază, în vederea unor comenzi combinate.



Pagini realizate în colaborare cu MINISTERUL TINERETULUI și SPORTULUI

QTC DE YO

În numeroase articole găzduite în paginile revistei de-a lungul anilor, s-au putut întîlni semnături sub forma unor grupe de litere și cifre, începînd cu combinația YO. Acestea reprezintă indicativele de apel, după care sînt identificați radioamatorii români.

În prezent, în țara noastră există peste 4 000 de radioamatori emițători autorizați și cîteva mii de radioamatori de recepție. Activitatea acestora este coordonată de Federația Română de Radioamatorism, organ tehnic de specialitate avînd personalitate juridică și care face parte din Ministerul Tineretului și Sportului.

Activitatea radioamatorilor poate fi privită atît ca un hobby, ce oferă satisfacții deosebite celor ce-l practică, dar mai ales ca un sport tehnico-aplicativ, cu profunde și serioase implicații sociale.

Concret, una din preocupările radioamatorilor constă în experimentarea și construcția aparaturii destinate traficului radio în unde scurte și ultrascurte. Sub aceste cîteva cuvinte se ascund, în fapt, mult mai multe lucruri întrucît radioamatorismul înseamnă cercetare, dorință de nou, de autodepășire și este, pentru mulți dintre cei care-l practică, un adevărat mod de viață, o poartă spre profesionalism și inițiative private.

Sînt utilizate diverse moduri de lucru: telegrafie morse, telefonie (modulație de frecvență, de fază sau emisiuni cu bandă laterală unică), iar mai recent transmisiunile numerice (telex, AMTOR, Radio Packet, PSK etc.). Se lucrează în unde scurte și ultrascurte și chiar în microunde. Se fac experimentări și în frecvențe foarte joase (VLF). Legăturile se realizează direct, dar și prin reflexii pe Lună, pe meteoriți sau prin retranslatoare (atît analogice — lucrînd în timp real, cît și numerice — cu stocare și transmisiune în salve a informației). Se utilizeaza curent și sateliții artificiali, realizați de radioamatori, sateliți avînd atît orbite circulare (joase), cît și orbite eliptice, ce prezintă perioade mari de acces.

Lucrăm curent (organizînd chiar concursuri) cu televiziunea cu baleiaj lent (SSTV) și s-au făcut experimentări cu televiziunea normală, cu baleiaj rapid (FSTV). Informatica, microprocesoarele, prelucrarea numerică a semnalelor, sinteza directă a frecvențelor au pătruns deja în viața zilnică a radioamatorilor. În București funcționează deja o rețea completă de calculatoare conectate prin stații radio și digipeatere. La federație este deja în funcțiune un Mail Box (cutie poștală) și un BBS Bulletin Board System). Se lucrează în concursuri, se face schimb de cărți de confirmare (QSL-uri), se obțin diplome, se învață limbi străine, geografie și astronomie, se experimentează antene, se fac măsurători și construcții de aparate, dar mai ales se fac legături și se leagă prietenii cu oameni aflați în cele mai îndepărtate puncte de pe glob.

Alți radioamatori sînt pasionați de expediții, de radiogoniometrie sau de telegrafia de viteză. La Campionatele Mondiale organizate în 1991 de Uniunea Internațională de Radioamatorism (IARU) — din care radioamatorii români fac parte încă din 1937 — au fost obținute medalii de argint, atît la concursurile de unde scurte, cît și la telegrafia de viteză. Prin talent și mult efort, echipele noastre au surclasat radioamatori din țări cu mult mai bune posibilități materiale și dotări tehnice.

Deci, pregătirea tineretului în domeniul electronicii și radiocomunicațiilor, al informaticii, geografiei, limbilor străine și pentru apărarea patriei, precum și un hobby interesant pentru toți sînt atribute ce caracterizează în mod obișnuit activitatea noastră.

Edităm o revistă („Radioamator YO"), colaborăm la realizarea unei emisiuni la Radio „România Cultural", iar joia și vinerea, după orele 18,00, pe frecvența de 3 650 kHz, transmitem buletine de informații și știri cu caracter tehnic. O altă preocupare serioasă constă în organizarea unor rețele de urgență, care sînt pregătite pentru a fi gata în orice moment să intervină, în caz de calamități și situații deosebite, pentru a contribui la salvarea de vieți omenești și bunuri materiale, la apărarea țării.

Se poate cred înțelege că radioamatorismul este o activitate complexă, cu posibilități diverse de afirmare și care, după cum spuneam, poate oferi și mari satisfacții. Aceasta cu atît mai mult cu cît, datorită nivelului de dezvoltare generală a industriei românești, cît și veniturilor noastre modeste, majoritatea aparaturii trebuie construită cu forțe proprii. În acest sens, cred că trebuie aduse mulțumiri deosebite revistei „Tehnium", care constant a publicat numeroase scheme interesante și moderne. De fapt, chiar redactorul-șef, specialist în radiocomunicații, este și un pasionat radioamator, cu rezultate apreciabile în domeniul undelor ultrascurte.

Pentru a afla și alte lucruri despre noi, sau pentru a deveni chiar dv., stimați cititori, membri ai acestei familii, vă rugăm să ne contactați la federație (F.R.R., P.O.Box 22-50; 71 100, București; telefon 15 55 75) sau la radiocluburile județene, ale căror indicative și adrese le prezentăm în continuare. Deocamdată, eu vă spun doar: Vy 73 and hpe cuagn! — ceea ce tradus din limbajul radioamatorilor înseamnă: Multe salutări și sper pe curînd!

Ing. VASILE CIOBĂNIȚA YO3APG,
secretar general
al Federației Române
de Radioamatorism

Radioclubul județean	Indicativ	Cod poștal, localitate	Căsuța poștală	Telefon
1	2	3	4	5
AB ALBA	YO5KDV	3325 Aiud	8	968/61539
AG ARGEȘ	YO7KFA	0300 Pitești	10	976/33030
AR ARAD	YO2KBQ	2900 Arad 1	51	
BC BACĂU	YO8KAN	5500 Bacău	66	931/12937
BH BIHOR	YO5KAU	3700 Oradea	182	991/14604
BN BISTRIȚA-NĂSĂUD	YO5KAQ	4400 Bistrița	56	990/15110
BT BOTOȘANI	YO8KGL	6800 Botoșani	22	985/13860
BR BRĂILA	YO4KAK	6100 Brăila	70	946/14962
BV BRAȘOV	YO6KAF	2200 Brașov	98	921/43518
BU BUCUREȘTI	YO3KWA	71100 București	22—130	90/153329
BZ BUZĂU	YO9KPI	5100 Buzău	133	
CS CARAȘ-SEVERIN	YO2KCB	1700 Reșița	43	964/31580
CL CĂLĂRAȘI	YO9KPL	8500 Călărași	34	911/13359
CJ CLUJ	YO5KAI	3400 Cluj-Napoca	168	95/112001
CT CONSTANȚA	YO4KCA	8700 Constanța	733	916/54864
CV COVASNA	YO6KET	4000 Sf.-Gheorghe	17	
DB DÎMBOVIȚA	YO9KBU	0200 Tîrgoviște	2	926/11596
DJ DOLJ	YO7KAJ	1100 Craiova	10	94/132494
GL GALAȚI	YO4KBJ	6200 Galați	82	934/14795
GJ GORJ	YO7KFR	1400 Tîrgu-Jiu	25	929/11704
GR GIURGIU	YO9KPZ	8375 Giurgiu	20	
HR HARGHITA	YO6KNE	4100 Miercurea-Ciuc	4	958/11278
HD HUNEDOARA	YO2KAR	2700 Deva	24	956/16149
IL IALOMIȚA	YO9KIH	8400 Slobozia	14	
IS IAȘI	YO8KAE	6600 Iași	59	
MM MARAMUREȘ	YO5KAD	4400 Baia-Mare	220	994/32216
MH MEHEDINȚI	YO7KBS	1500 Drobeta-Turnu Severin	57	
MS MUREȘ	YO6KBM	4300 Tîrgu-Mureș	146	954/36145
NT NEAMȚ	YO8KGP	5600 Piatra-Neamț	44	
OT OLT	YO7KFH	0500 Slatina	13	
PH PRAHOVA	YO9KAG	2000 Ploiești	113	971/41261
SJ SĂLAJ	YO5KLD	4700 Zalău	14	
SM SATU-MARE	YO5KAW	3900 Satu-Mare	73	
SB SIBIU	YO6KAL	2400 Sibiu	126	924/11441
SV SUCEAVA	YO8KGA	5800 Suceava	60	987/10377
TR TELEORMAN	YO9KPM	0700 Alexandria	5	913/11034
TM TIMIȘ	YO2KAB	1900 Timișoara	100	96/130744
TL TULCEA	YO4KCC	8800 Tulcea 5	87	915/16580
VS VASLUI	YO8KOA	6400 Bîrlad	37	984/04147
VL VÎLCEA	YO7KFE	1000 Rîmnicu-Vîlcea	15	947/17650
VN VRANCEA	YO4KCS	5300 Focșani	61	

Moldovan Emil, str. Petru Maior nr. 67, sc. III, ap. 2, 1700 Reșița, jud. Caraș-Severin, solicită următoarele reviste „TEHNIUM": 7, 8, 10, 11/1971; 3, 4/1972; 8, 9/1973; 6/1974; 11/1975; 1, 3, 4, 5, 9/1976; 2/1977 și oferă la schimb: 3/1973; 7/1974; 4, 5/1975; 5, 12/1977; 2, 5, 10, 12/1978.

Georgescu Mircea, cartier Traian, str. Hacman nr. 16, bl. 96, sc. B, ap. 6, 1000 Rm. Vîlcea, jud. Vîlcea, oferă următoarele reviste „TEHNIUM": 7/1972; 5/1973; 8/1977; 10/1979; 7, 8/1981; 3, 8, 9/1982; 1, 8, 9, 10, 11, 12/1983; 3, 11/1984; 5, 8, 9, 10, 11/1985; 1, 4, 5, 6, 9, 10, 12/1986; 3, 4, 5, 6, 8, 9, 11, 12/1988; 1, 5, 6, 7, 8/1990.

Solicită: 1, 2/1971; 7, 11/1974; 3/1975; 4/1976; 9/1977; 9, 12/1979 și 5/1989.

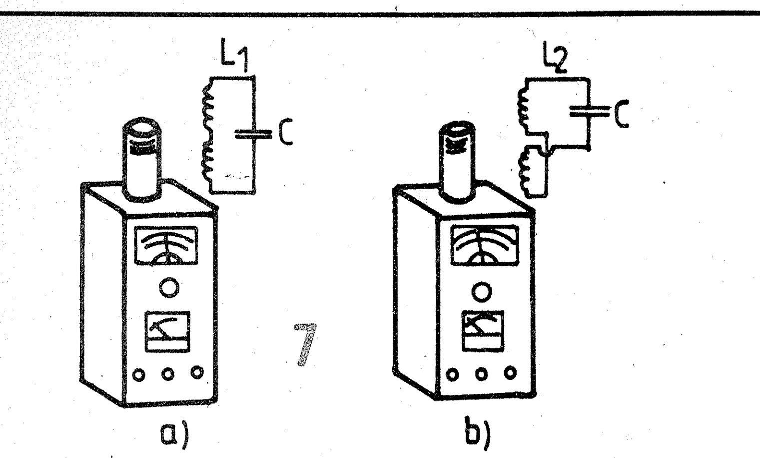
APLICAȚIILE GRID-DIP-METRULUI în laboratorul radioamatorului

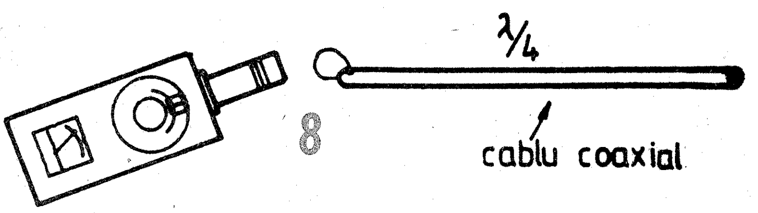
CORNELIU FĂURESCU, YO4AUL, maestru al sportului

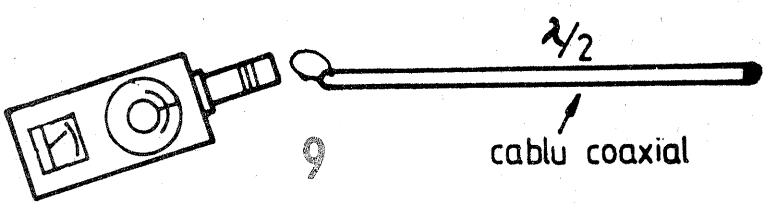
(URMARE DIN NR. TRECUT)

11. **Măsurarea unei linii de transmisiune în sfert de lungime de undă**

La construirea și acordarea antenelor, de multe ori avem nevoie de o secțiune de linie de transmisiune (exemplu: cablu coaxial) în sfert de lungime de undă. Lungimea fizică a unui segment de linie λ/4 în spațiu liber poate fi ușor determinată prin calcul. Lungimea electrică este însă întotdeauna diferită de lungimea fizică, ca urmare a factorului de velocitate „V" al liniei. Pentru obținerea unui segment de linie în λ/4 se procedează în felul următor: se taie o bucată de linie puțin mai mare decît lungimea rezultată din calcul, apoi se scurtcircuitează la un capăt, lăsînd capătul opus liber. Se măsoară frecvența de rezonanță a liniei. Dacă rezonanța are loc la o frecvență mai joasă, se acordează g.d.m.-ul pe frecvența dorită, apoi se scurtcircuitează linia puțin cîte puțin pînă cînd rezonanța are loc la această frecvență. În acest fel se poate obține orice multiplu impar de λ/4. (fig. 8).







12. **Măsurarea unei linii de transmisiune în λ/2.**

Pentru măsurarea unei linii în λ/2 se procedează ca în exemplul precedent, exceptînd faptul că de această dată capătul opus al liniei se scurtcircuitează. Dacă linia este de bună calitate, dip-ul la rezonanță va fi destul de pronunțat în ambele cazuri (fig. 9).

13. **Măsurarea impedanței caracteristice „Z" a unui cablu coaxial** se poate face în felul următor:

Se ia o secțiune de cablu coaxial în λ/8 (unde λ este lungimea de undă la care are loc măsurătoarea) și se determină inductanța, respectiv capacitatea acestei secțiuni, folosindu-ne de o capacitate și o inductanță etalon. Pentru determinarea capacității, la un capăt al cablului se conectează inductanța etalon, celălalt capăt rămînînd în gol, iar pentru determinarea inductanței se conectează la un capăt o capacitate etalon, celălalt capăt fiind scurtcircuitat. În acest ultim caz, conductorul care face scurtcircuitul poate fi folosit ca buclă de cuplaj pentru bobina g.d.m.-ului. Datele astfel obținute se introduc în formula impedanței:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

14. **Determinarea factorului de velocitate „V" al unei linii de transmisiune.**

Pentru determinarea factorului de velocitate al unei linii se ia un segment de linie și se măsoară frecvența la care are loc rezonanța (capătul opus fiind deschis). Se măsoară apoi lungimea fizică a segmentului, iar valorile obținute se introduc în formula:

$$V = \frac{F \times L}{75}$$

unde F este frecvența de rezonanță în MHz, iar L este lungimea exprimată în metri.

15. **Măsurător de cîmp.**

Conectînd o antenă scurtă (1 m) la capătul cald al bobinei g.d.m.-ului obținem un măsurător de cîmp de radiofrecvență sensibil, foarte util la reglarea antenelor.

16. **Măsurarea frecvenței de rezonanță a antenelor** se poate efectua prin apropierea grid-dip-metrului de mijlocul firului antenei și prin căutarea minimului indicației instrumentului. La antenele de tip dipol se scurtcircuitează cele două brațe cu o spiră care se cuplează inductiv cu bobina g.d.m.-ului (fig. 10).

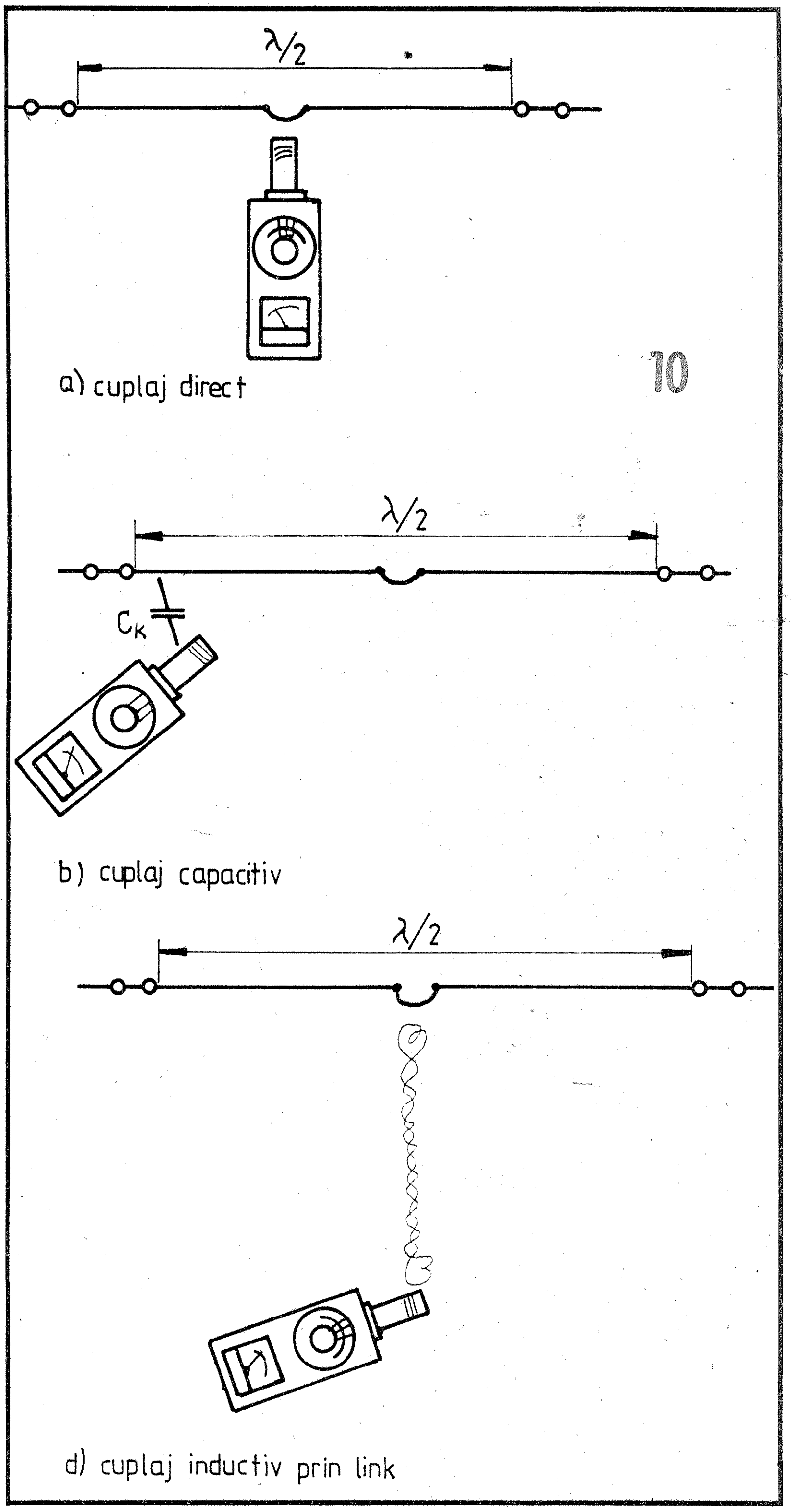
17. **Măsurarea frecvenței de rezonanță a bobinelor de șoc de radiofrecvență** se poate face scurtcircuitînd bobina respectivă și verificînd apoi frecvența de rezonanță serie cu ajutorul g.d.m.-ului.

18. **Indicator de neutrodinare.** Grid-dip-metrul se poate folosi cu succes ca indicator de neutrodinare al unui etaj amplificator de radiofrecvență. Cînd instrumentul este cuplat la circuitul anodic al etajului, acordarea circuitului de grilă al acestuia la rezonanță va produce un minim pronunțat al indicației instrumentului dacă etajul nu este corect neutrodinat. Această metodă prezintă avantajul că permite reglajul „la rece" al neutrodinării, nefiind necesar ca aparatul să fie alimentat cu înaltă tensiune, asigurînd în acest fel securitatea operatorului.

19. **Oscilațiile parazite** constituie o problemă frecvent întîlnită atît la amplificatoarele cu tuburi, cît și cu tranzistoare. Grid-dip-metrul poate fi folosit la identificarea și determinarea frecvenței acestor oscilații.

20. **Localizarea obiectelor metalice ascunse.** Folosind ca accesoriu un receptor în care se ascultă semnalul generat de către grid-dip-metru, putem localiza cu ușurință instalații sau obiecte metalice ascunse. Cu cît se apropie mai mult bobina grid-dip-metrului de un obiect metalic, cu atît circuitul oscilant al acestuia se va dezacorda, modificînd astfel tonul semnalului recepționat. Folosind această metodă, se poate localiza, de exemplu, traseul instalației electrice din perete pentru a evita baterea unui cui chiar în această instalație. O altă metodă de localizare a instalațiilor metalice din perete constă în a induce un semnal de radiofrecvență în acestea și de a urmări semnalul cu ajutorul unui receptor. În acest ultim caz se recomandă folosirea celui mai mic semnal care permite localizarea, pentru a evita eventualele interferențe cauzate receptoarelor vecine.

Desigur, cu aceste explicații nu am epuizat toate posibilitățile grid-dip-metrului, dar considerăm totuși că cele prezentate se vor constitui într-un îndreptar util pentru cei care posedă deja un astfel de instrument și într-un îndemn pentru cei care nu s-au hotărît încă să-și construiască unul.

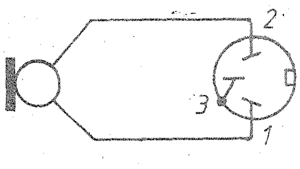


PREAMPLIFICATOARE PENTRU MICROFOANE DE CALITATE

AURELIAN LĂZĂROIU, CĂTĂLIN LĂZĂROIU

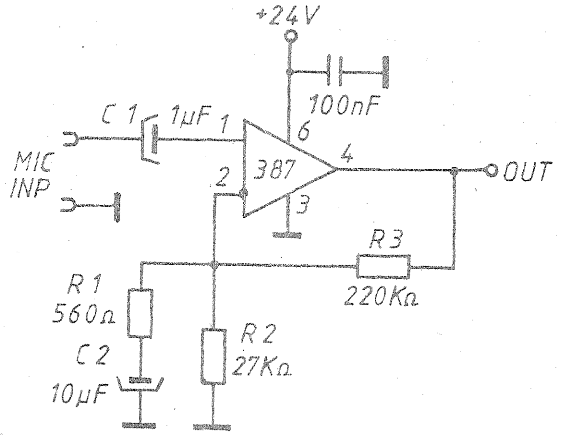
În articolul de față prezentăm cîteva preamplificatoare pentru microfoane de calitate, de tipul celor cu bobină mobilă, de joasă impedanță. Microfoanele de calitate se caracterizează printr-un răspuns cît mai liniar (± 3 dB) într-o bandă de frecvențe cît mai largă, 40—18 000 Hz, sensibilitate 0,2 mV/μbar, impedanță de 200 Ω, sarcină nominală ≥ 500 Ω, tensiune de zgomot propriu 0,2 μV, distorsiuni armonice sub 0,5% și păstrarea acestei valori pînă

1



la o presiune acustică de cca 500 μbar (128 dB SPL), răspuns bun la regim tranzitoriu. Pe lîngă aceste performanțe electroacustice deosebite, microfoanele de calitate se deosebesc de cele obișnuite și prin modul de cuplaj cu preamplificatorul asociat. Microfoanele obișnuite se cuplează prin intermediul unui cablu cu două fire, dintre care unul este ecranul. Microfoanele de calitate se cuplează prin intermediul unui cablu cu trei fire, dintre care unul este ecranul. Acest cablu este detașabil, el conectîndu-se la microfon prin intermediul unor mufe perechi, una dintre acestea făcînd corp comun cu microfonul. Legăturile bobinei mobile la o astfel de mufă de tip special, de exemplu TUCHEL T3007 sau DIN 41624, sînt indicate în figura 1. Existența celor două fire „calde" este specifică microfoanelor de calitate care, în acest caz, se mai numesc și microfoane cu ieșire simetrică. Acest tip de ieșire este preferat deoarece facilitează minimizarea brumului și a altor zgomote, prin folosirea preamplificatoarelor cu intrare diferențială.

2



Aceste aspecte sînt foarte importante, dat fiind nivelul relativ scăzut al semnalului oferit de microfoanele cu bobină mobilă.

Realizare practică

Pentru început vom prezenta schema unui preamplificator de microfon obișnuit, cu intrare asimetrică. În schema acestuia, indicată în figura 2, se folosește o secțiune a circuitului integrat preamplificator dual cu zgomot redus LM387 (βM387). Rezistoarele R2, R3 asigură curentul de polarizare pe intrarea inversoare și stabilesc nivelul de c.c. la ieșire, egal cu jumătate din tensiunea de alimentare. Amplificarea este determinată de raportul R3/R1 și este egală cu 52 dB. Condensatorul C2 stabilește frecvența limită inferioară a benzii de trecere a preamplificatorului, care este egală cu 30 Hz, considerată la -3 dB.

Rezistoarele R1 și R2 vor fi de tip RPM (cu peliculă metalică), iar condensatorul C1 va fi de tip LL (low leakage). În aceste condiții, raportul semnal/zgomot al preamplificatorului este de -67 dB. Coeficientul de distorsiuni armonice este sub 0,1%.

Montajul este simplu și compact; nu necesită componente cu toleranță precisă. Este alternativa preferată în aplicații în care factorii predominanți sînt spațiul și prețul. Trebuie însă subliniat că raportul semnal/zgomot se degradează pe măsură ce crește lungimea cablului de legătură cu microfonul.

Pentru reducerea brumului și a altor zgomote, chiar la lungimi mari ale cablului de legătură, se folosesc microfoane cu ieșire simetrică. Cele două fire „calde" ale cablului de interconexiune sînt răsucite între ele. În acest fel, în cele două fire se vor induce egal orice interferențe perturbatoare. Deoarece intrarea preamplificatoarelor pentru microfoane cu ieșire simetrică este diferențială, rezultă că semnalele utile sînt transmise diferențial, iar cele perturbatoare se aplică pe mod comun. În acest fel se asigură amplificarea semnalelor utile și rejecția semnalelor perturbatoare.

Cele mai multe preamplificatoare realizează intrarea diferențială prin folosirea unui transformator cu intrare simetrică (fig. 3). Primarul transformatorului are priză la mijloc, care se conectează la masă. În acest fel, semnalele aplicate pe mod comun sînt scurtcircuitate la masă, iar semnalul diferențial trece în secundarul transformatorului, unde are loc și o amplificare a acestuia. Totodată, transformatorul realizează conversia de la intrarea simetrică la cea asimetrică a preamplificatorului propriu-zis. Schema acestuia este identică cu a preamplificatorului din figura 2, cu excepția rezistenței care determină amplificarea, stabilită în așa fel încît amplificarea totală, incluzînd și pe a transformatorului, să fie de 52 dB. Transformatorul de intrare trebuie să fie adaptat la impedanța microfonului și să prezinte o

TRANSFORMAREA FILTRULUI „DOLBY B" ÎN REGIM „DNL"

Ing. BARBU POPESCU

Filtrul de zgomot „Dolby B" oferă rezultatele scontate doar atunci cînd caracteristica de frecvență în poziția „înregistrare" se suprapune perfect peste caracteristica de frecvență în poziția redare. În practică, această suprapunere nu se realizează din motive multiple; aceasta se traduce prin o cădere accentuată a caracteristicii de frecvență în domeniul frecvențelor medii și înalte.

În figura 1 și 2 sînt prezentate modificările care pot fi operate (în figura 1 în cazul sistemelor „Dolby B" realizate cu circuite integate de tip NE645, NE646, LM1112CN etc. și în figura 2 în cazul filtrelor „Dolby B" realizate cu componente discrete).

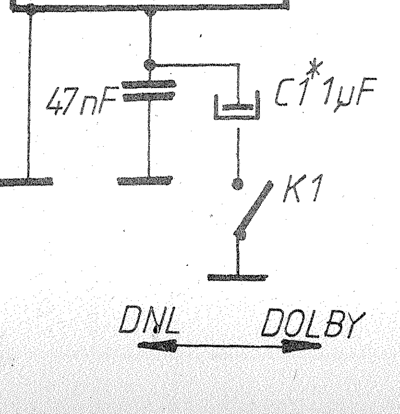
Ambele variante permit coborîrea pragului de acționare al filtrului pînă la un nivel apropiat de al filtrului dinamic de zgomot (DNL).

Practic, problema constă în a identifica terminalul 10 al circuitului integrat sau emitorul tranzistorului care comandă etajul de detecție și de a găsi un loc convenabil unde să poată fi fixat comutatorul „Dolby-DNL".

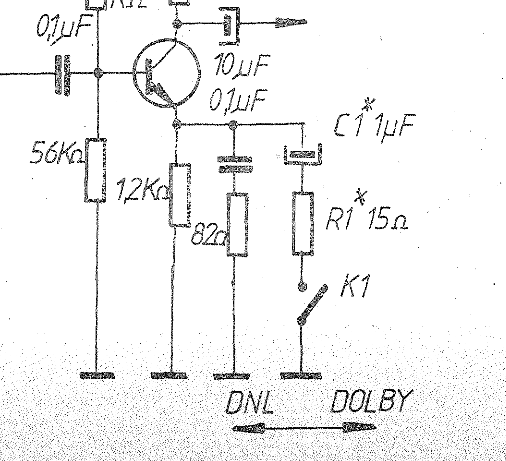
Modificarea prezentată va opera numai în poziția „redare"; în poziția „înregistrare", comutatorul K va fi fixat pe poziția „Dolby B", iar comutatorul „Dolby ON/OFF" în funcție de modul în care se face înregistrarea.

Folosind montajul propus se va obține o ridicare a nivelului frecvențelor medii și înalte în condițiile în care se reduce sensibil zgomotul de fond.

1



2



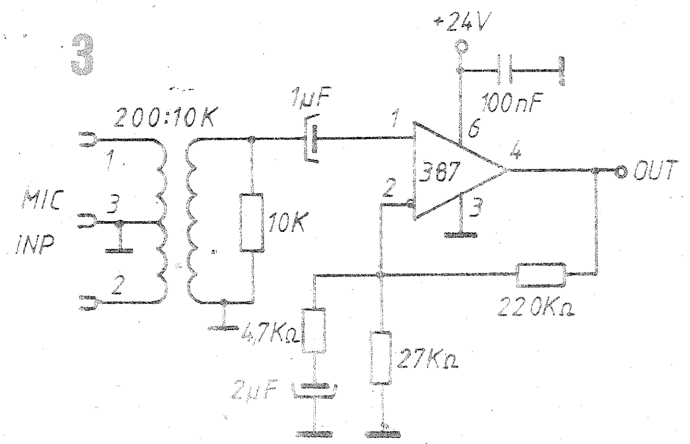
Este cunoscută necesitatea prezenței unui sistem de protecție rapid și eficient pentru grupul de difuzoare care face parte dintr-o incintă electroacustică, în momentul depășirii accidentale a puterii nominale livrate acesteia de către amplificatorul de audiofrecvență. În acest scop a fost realizat montajul propus în figura alăturată.

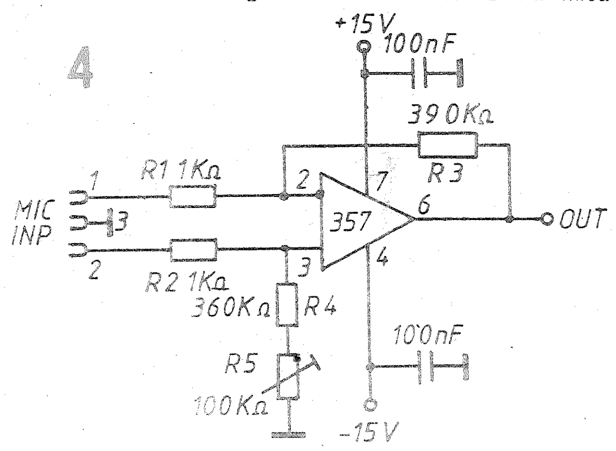
Analizînd schema electrică, se observă că montajul este compus din două părți distincte, și anume filtrele pentru cele două grupuri de difuzoare D1 și D2, specializate în redarea frecvențelor joase și înalte și protecția electronică propriu-zisă. Semnalul audio destinat grupului de difuzoare se aplică la intrarea montajului și este împărțit pe două ramuri, și anume semnalul care conține frecvențele joase, aplicat difuzorului sau grupului de difuzoare D1, filtrat de grupul L1, C1, C2 și semnalul care conține frecvențele înalte, destinat difuzorului D2, filtrat de grupul R1, C3, L2.

Pericolul cel mai mare pentru o incintă acustică îl reprezintă depășirea puterii acustice în ceea ce privește spectrul frecvențelor înalte. Datorită acestui fapt, protecția electronică este destinată a lucra cu precădere tocmai în acest domeniu. În această situație, grupul D1, R3, C4 furnizează o tensiune continuă care, la o anumită valoare, provoacă intrarea în stare de conducție a tranzistorului T1. Acest fapt determină acționarea releului RL, care închide contactul normal deschis 1RL și în acest fel deconectează grupul de difuzoare de la bornele de ieșire ale amplificatorului de audiofrecvență, evitînd aplicarea unei pu-

amplificatorul realizat cu circuitul integrat LM387 (βM387).

Pentru satisfacerea celor două cerințe, raportul impedanțelor trebuie să fie 200:10 000, ceea ce corespunde unei amplificări de tensiune și unui raport al spirelor aproximativ egal cu șapte ($\sqrt{10\,000/200}$). În ipoteza folosirii unui transformator ideal, raportul semnal/zgomot al preamplificatorului atinge -84 dB. Principalul dezavantaj al preamplificatoarelor cu transformatoare de intrare constă în faptul că aceste transformatoare trebuie să fie de construcție specială. Un asemenea transformator va avea cele două secțiuni ale primarului perfect simetrice, tolele vor fi din materiale speciale, între înfășurări se va intercala un ecran electrostatic, iar transformatorul va fi suspendat elastic în interiorul unui ecran dublu de permalloy. Nerespectarea acestor precauții





constructive face ca transformatorul să nu asigure o rejecție optimă pe mod comun, să introducă unele distorsiuni armonice, să fie sensibil la cîmpuri electromagnetice sau să prezinte efect microfonic. Este evident că numai un transformator de construcție industrială poate asigura condițiile menționate mai sus. În lipsa unui asemenea transformator, este totuși posibilă realizarea unui preamplificator cu intrare simetrică. Exploatînd abilitatea inerentă a amplificatoarelor operaționale de a am-

două intrări și de a rejecta pe cele aplicate comun, se poate realiza un preamplificator fără transformator, dar cu intrare simetrică. În figura 4 este prezentată schema unui asemenea preamplificator realizat cu circuitul integrat LF357 sau LF356 (βF356). Aceste circuite integrate sînt amplificatoare operaționale realizate în tehnologie Bi-FET, caracterizate prin valori ridicate ale impedanței de intrare, ale vitezei de variație a semnalului la ieșire, SR (50 V/µs, respectiv 12 V/µs) și ale factorului de rejecție pe mod comun, CMRR (100 dB). S-a folosit acest tip de circuit integrat în special pentru valoarea ridicată a SR și CMRR; în plus, zgomotul propriu este relativ scăzut.

În figura 4, amplificatorul operațional LF357 este folosit în configurație de amplificator cu intrare diferențială. După cum se vede, rezistoarele R1 și R2 au valori egale, iar suma lor este de zece ori mai mare decît impedanța sursei. Această valoare corespunde unui compromis rezonabil între deziderate contradictorii. Pe de o parte, suma acestor rezistențe constituie sarcina sursei, care este bine să fie cît mai mare; pe de altă parte, cu cît este mai mică valoarea acestora, cu atît se reduce zgomotul preamplificatorului. Rezistoarele R1, R2, R3 sînt cu peliculă metalică. Amplificarea în tensiune a acestui preamplificator

nice sînt sub 0,1%, iar raportul semnal/zgomot este egal cu -64 dB. După cum se vede, raportul semnal/zgomot al acestui preamplificator este cu puțin sub al celor prezentate anterior. Ceea ce îl caracterizează este însă imunitatea remarcabilă la inducțiile parazite pe cablul de interconectare și, bineînțeles, lipsa transformatorului de intrare. Dar, pentru a obține un raport de rejecție pe mod comun cît mai mare, teoretic 100 dB, este necesară o împerechere cu toleranță de mare precizie (0,1%) a celor două rezistențe de intrare. În același scop, este necesară o ajustare corespunzătoare a semireglabilului R5, cu semnal aplicat pe mod comun.

Discuții

După cum s-a observat, schemele prezentate nu au circuite de egalizare (corecție), deoarece microfoanele au un răspuns în frecvență relativ liniar. Nu s-au făcut specificații referitoare la banda de trecere a acestor preamplificatoare dintr-un motiv foarte simplu: ea este cu mult mai largă decît necesitățile impuse de aplicația prezentată.

Amplificarea în tensiune a celor trei preamplificatoare a fost fixată la valoarea de 52 dB, asigurîndu-se astfel la ieșire nivelul standard 0 dBm, pentru o tensiune la intrare de 2 mV.

mot al celor trei preamplificatoare, facem următoarele precizări, deosebit de utile pentru evaluarea corectă a valorilor obținute:

— este indicată valoarea neponderată a raportului semnal/zgomot;

— raportarea s-a făcut față de o tensiune la intrare de 2 mV;

— amplificarea montajelor prezentate este relativ mare, de cca 400 de ori, influențînd negativ raportul semnal/zgomot.

Ar putea surprinde diferența semnificativă între raportul semnal/zgomot al preamplificatorului din figura 3 și cel al preamplificatoarelor din figurile 2 și 4. Explicația este simplă: transformatorul de intrare este ridicător, realizînd o amplificare de 17 dB. În aceste condiții, pentru a menține amplificarea globală de 52 dB, circuitul integrat va avea o amplificare de tensiune de numai 35 dB, cu 17 dB mai mică decît în celelalte montaje. Dar, în aceeași măsură, deci cu același număr de decibeli, este mai mare raportul semnal/zgomot.

În funcție de necesități și posibilități, constructorul va opta pentru una dintre aceste scheme. Indiferent de montajul ales, se recomandă alimentarea cu tensiune bine filtrată și ecranarea corespunzătoare a preamplificatorului.

BIBLIOGRAFIE:
Audio Handbook National.

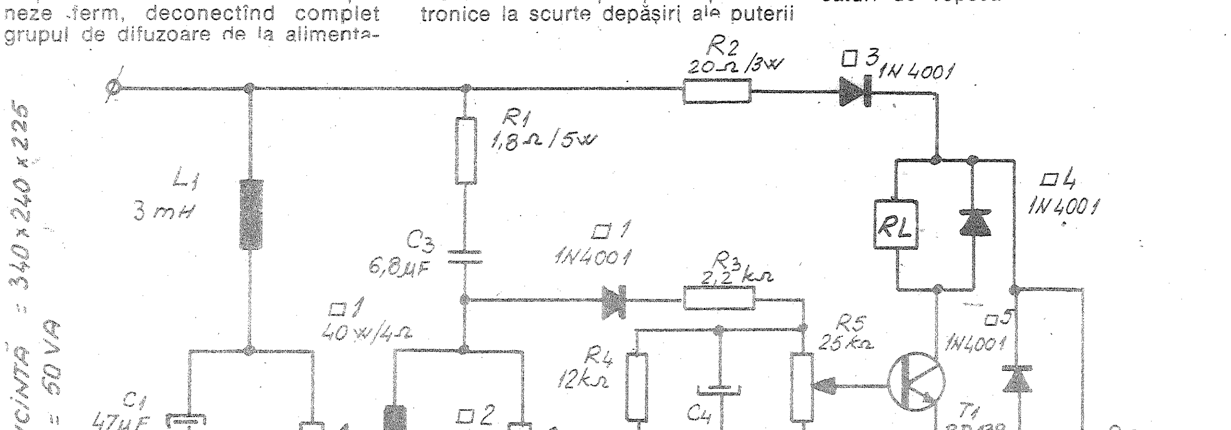
PROTECȚIE ELECTRONICĂ

Ing. EMIL MARIAN

teri ce depășește capacitatea incintei acustice. Releul este acționat pînă cînd tensiunea din baza tranzistorului T1 scade sub nivelul prevăzut pentru intrarea acestuia în conducție, determinînd blocarea lui. Condensatorul C4 reprezintă un rezervor de energie electrică necesară acționării releului RL.

Dioda D3 este prevăzută atît în scopul redresării tensiunii alternative care acționează grupul de difuzoare, determinînd conversia energie electrică — energie acustică, cît și separării tensiunii continue ce încarcă pe C5 de tensiunea alternativă destinată funcționării difuzoarelor. Dioda D5 previne aplicarea la bornele condensatorului C5 a unei tensiuni inverse ce ar duce la polarizarea lui necorespunzătoare. Dioda D4 protejează tranzistorul T1 la apariția unei tensiuni de autoinducție ce poate fi creată de bobina releului RL.

Montajul se realizează practic folosind o plăcuță de sticlotextolit placat cu folie de cupru. Cablajul se execută compact, cu trasee cît mai scurte între componente. Grosimea traseelor va fi de minimum 5 mm. Contactele releului 1RL sînt dimensionate astfel încît să suporte un curent de minimum 1,5 ori curentul nominal livrat de amplificatorul de audiofrecvență. După realizarea plăcuței de cablaj imprimat se plantează componentele. Montajul se rigidizează mecanic în interiorul incintei acustice. Se acționează amplificatorul de audiofrecvență astfel încît acesta să livreze pentru scurt timp 120% din puterea nominală, după care se acționează cursorul potențiometrului semireglabil R5 de așa manieră încît contactele releului 1RL să fie atrase cu intermitență (acționare cu vibrații). Se precizează că la intrarea amplificatorului de audiofrecvență se aplică un semnal sinusoidal cu frecvența de 5 kHz, pentru ca puterea transmisă incintei acustice să includă spectrul frecvențelor înalte, unde protecția electronică trebuie să lucreze. La depășirea puterii nominale (Pn = 130%), protecția electronică trebuie să acționeze ferm, deconectînd complet grupul de difuzoare de la alimenta-



rea generală cu energie electrică. Grupul R3, C4 a fost prevăzut pentru realizarea unei constante de timp convenabile care permite menținerea acționată a protecției o mică perioadă de timp, și după dispariția regimului de suprasarcină. Această temporizare mai este necesară pentru prevenirea acționării protecției în regimurile tranzitorii de suprasarcină de scurtă durată, de ordinul milisecundelor, care nu deranjează funcționarea grupului de difuzoare destinat redării frecvențelor înalte. În acest fel este prevenită acționarea cu intermitență a protecției electronice la scurte depășiri ale puterii nominale în regim tranzitoriu de funcționare, întreruperi care ar putea deranja din punct de vedere acustic ascultătorul programului muzical. După reglajele de nivel, cursoarele potențiometrelor R5 și R5' se rigidizează folosind cîteva picături de vopsea.

Realizată și montată, protecția electronică va fi de un real folos, permițînd mărirea substanțială a duratei de viață a incintelor acustice care fac parte dintr-un lanț de audiofrecvență HI-FI.

FRECVENŢMETRU

TIBERIU URSOIU

Pentru lucrul în joasă frecvenţă, de multe ori se dovedeşte utilă folosirea unui frecvenţmetru. Desigur, unii dintre cititorii revistei posedă un asemenea aparat, fie industrial, fie confecţionat după una din schemele apărute chiar în aceste pagini. Bineînţeles, rezultatele obţinute în măsurători sînt — în majoritatea cazurilor — direct proporţionale cu complexitatea montajului şi acurateţea execuţiei, în cazul celor „HOME MADE".

Afişarea se face, în majoritatea cazurilor, cu 6, 7 sau 8 cifre. Consumul de energie este, de obicei, peste 300 mA în curent continuu, ajungînd la valori impresionante la variantele TTL cu 8 cifre şi diverse divizoare la intrare (de exemplu 95H90, 11C90 etc.).

Montajul propus spre realizare întruneşte cîteva caracteristici notabile:

— consum redus de energie;
— volum fizic redus;
— folosirea circuitelor CMOS de fabricaţie indigenă;

ductor, notat 74C925. Compatibilitatea este totală.

Structura internă — pe blocuri funcţionale — o găsim prezentată în (1). Se observă imediat asemănarea cu structura unui frecvenţmetru clasic, condensată însă pe o singură „aşchie" de siliciu cu intrări pentru toate semnalele utile (CLK, RST, LE) şi cu ieşiri multiplexate pentru patru cifre. Acest ultim amănunt, precum şi executarea C.I. cu structuri CMOS, asigură un consum redus de energie. Tensiunea de funcţionare este de 3—6 V.

Ieşirile spre segmente se trec prin rezistenţe de limitare, iar comanda cifrelor cu catod comun se face prin intermediul unor tranzistoare cu rol de etaje tampon.

REALIZARE PRACTICĂ

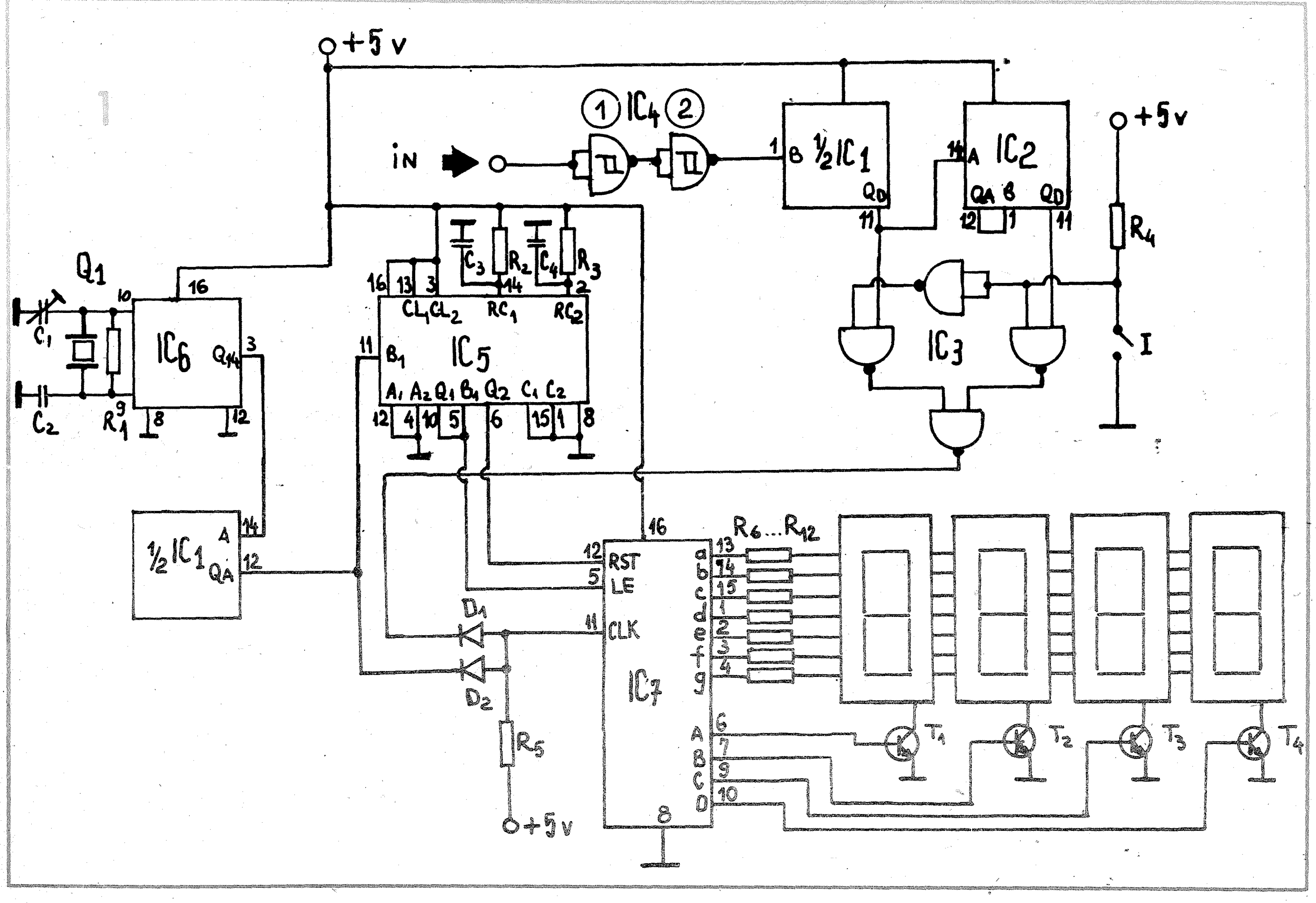
Baza de timp este construită cu ajutorul unui alt circuit CMOS, respectiv 4060. Acesta conţine un oscilator, precum şi un şir de 14 divizoare binare. În cazul acestui montaj am folosit un cuarţ de 32 768 Hz (2^{15}Hz). La pinul 3 al C.I.4060 se va

Semnalul de intrare este format cu ajutorul porţilor NAND 1 şi 2. Pentru acest loc s-a preferat varianta TTL, respectiv 74LS132. Cei ce posedă, pot folosi, bineînţeles, circuite CMOS rapide, tip 74HC132.

Urmează o primă divizare cu 5 necesară pentru corelarea bazei de timp (1 s) cu perioada de măsurare efectivă a semnalului, precum şi furnizarea semnalelor RST şi LE. După acest divizor, la ieşire se va face o nouă divizare cu 10. Cele două semnale :5 şi :50 ajung printr-un comutator electronic — cu patru porţi NAND — la intrarea de numărare CLK, via D1.

În funcţie de poziţia întrerupătorului I ce comandă în c.c. comutatorul, vom obţine două game de măsurare a frecvenţelor: 0 la 99,99 kHz şi 0 la 999,9 kHz.

După cum am arătat, elementul original al montajului este C.I. MMC22925. Conform datelor (1), acesta poate măsura şi afişa pînă la 1 MHz frecvenţa de intrare. Rezultă deci destul de clar



— posibilitatea înlocuirii prin circuite TTL sau HCT în cazul în care se doreşte extinderea gamei de frecvenţe măsurabile;
— afişarea pe numai 4 cifre a informaţiei utile.

După cum se observă în schema electrică (fig. 1), se disting şase blocuri principale.

— divizoarele de intrare;
— baza de timp cu cuarţ;
— modulul de numărare/afişare;
— circuitele ce furnizează semnalele LE (latch) şi RST (reset);
— alimentarea cu energie;
— formatoarele semnalului de intrare.

Elementul original al acestui montaj îl întîlnim în modulul de numărare/afişare şi este reprezentat de C.I.—MMC22925, produs la „Microelectronica". Această capsulă DIL16 este, de fapt, o reproducere a unui celebru cip National Semicon-

obţine — după o divizare cu 2^{14} — un semnal de 2 Hz, cu precizia şi stabilitatea cuarţului. Pentru a obţine semnalul util de 1 Hz pentru acţionarea corectă a modulului de numărare se mai face o divizare cu 2 prin intermediul a $1/2$ 490 — circuit TTL divizor cu 2 şi 5.

Semnalul furnizat la ieşirea lui 490 (1 Hz) comandă poarta construită cu D1 şi D2, a cărei ieşire atacă blocul de numărare/afişare.

Paralel se declanşează un prim monostabil cuprins în C.I.4098 (4528), al cărui impuls de ieşire este furnizat blocului de numărare la intrarea LE, comandînd, totodată, un al doilea monostabil a cărui ieşire furnizează impulsul necesar la intrarea RST.

Cronograma asociată funcţionării corecte a frecvenţmetrului descris pînă în acest moment se poate observa în figura 2.

că orice altă frecvenţă superioară acestei valori trebuie să sufere o divizare convenabilă pentru a putea fi citită.

Tensiunea de funcţionare optimă (+5 V) convine şi pentru cazul folosirii unor divizoare TTL (74LS90, de exemplu) sau chiar ECL (10131 sau 95H90). Nu recomandăm folosirea pe post de prime divizoare a capsulelor CMOS normale, deoarece acestea au la o alimentare de +5 V o funcţionare corectă de pînă la cca 3 MHz. Soluţia optimă ar reprezenta-o familia CMOS rapid (HC, HCT) ce îmbină frecvenţa ridicată de lucru gen TTL—LS, 40—60 MHz — cu consumul mic al CMOS-urilor (1,5 mW) şi tensiunea redusă de lucru (+5 V).

În concluzie, circuitele folosite depind doar de zestrea fiecărui constructor.

În schema electrică de bază prezentată am fi-

gurat varianta cea mai accesibilă, folosind TTL-LS şi CMOS normal.

Se pot folosi afişoare cu 7 segmente din producţia „Microelectronica" sau tip VQE, cu condiţia esenţială de a fi de tipul cu CATOD COMUN.

Sursa de alimentare cu +5 V prezintă probleme deosebite, avînd în vedere faptul că afişarea LED — cu cel mai „gurmand" regim în curent — se face cu multiplexare, deci cu un regim mediu de circa 35 mA. Deci, consumul per total va atinge 100 mA în cele mai nefavorabile condiţii. Prin folosirea în exclusivitate a circuitelor HC şi a afişoarelor cu mare randament luminos la 1—2 mA pe segment, consumul poate scădea la numai 20—25 mA, devenind interesantă o variantă portabilă.

Nu vom da o anume sugestie pentru cablajele imprimate, deoarece posibilităţile multiple de adaptare la piesele disponibile, precum şi în cadrul unui complet de măsurători electronice ar face improprie poate desfăşurarea unei anumite forme sau suprafeţe.

PUNERE ÎN FUNCŢIUNE

După proiectarea, executarea şi plantarea cablajului imprimat, se vor lipi conductoare pentru alimentare LE, RST şi CLK.

Se leagă provizoriu RST şi CLK la masă, iar LE la +5 V şi se va alimenta montajul de la această tensiune. Va apărea afişat 0000. Dacă afişajul prezintă altă valoare, se va atinge pentru scurt timp cu firul RST bara de +5 V. Valoarea afişată va fi 0000. Se repune RST la masă.

Se va deconecta CLK de la masă şi se va lăsa în aer sau se va atinge punctul +5 V. Numărătorul va avansa. Nu trebuie să vă faceţi probleme dacă după deconectarea de la (—) a CLK, afişarea va arăta un avans rapid al numărătorului. Sînt exemplare de MMC22925 extrem de sensibile, ce pot capta brumul electric ambiant.

Se pune LE la masă. Numărarea se va opri, afişîndu-se ultima valoare citită. Modulul de numărare/afişare funcţionează perfect!

Dacă se va observa apariţia unor cifre ciudate, recomandăm verificarea sudurilor la elementele de afişare. Defectul este sigur acolo.

Se leagă apoi celelalte blocuri componente.

Se pune întrerupătorul I la masă. Se aplică la intrare un semnal TTL de frecvenţă cunoscută, ce se va regăsi afişată în cazul funcţionării corecte a întregului montaj. Decuplînd de la masă pe I, valoarea afişată va fi divizată prin 10.

Utilizare:

— frecvenţmetru;

— AVO-metru, prin intercalarea unui convertor frecvenţă-tensiune;

— scală numerică;

— generator de funcţii cu afişarea frecvenţei.

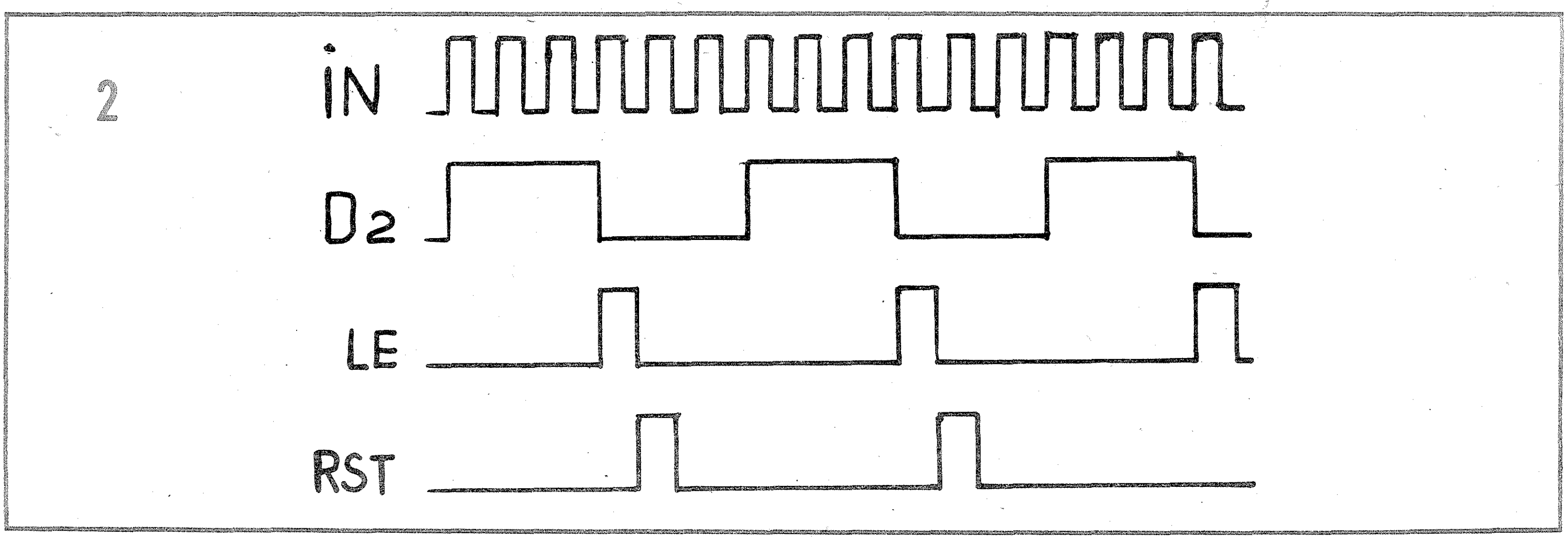
LISTA DE PIESE

IC1, IC2 — 74LS90, 7490;
IC3 — 76LS00, 74HC00, 7400;
IC4 — 74LS132, 74HC132;
IC5 — 4098, 4528, 4538, 74HC4098;
IC6 — 4060, 74HC4060;
IC7 — MMC22925, 74C925;
T1... T4 — BC337;
D1, D2 — 1N4148;
Q1 — cuarţ 32768 Hz;
R1 — 470—680 kΩ;
R2, R3 — 100 kΩ;
R4 —4,7 kΩ;
R5 — 3,3 kΩ;
R6 — R12 — 220 Ω;
C1 — 10—40 pF;
C2 — 22 pF;
C3, C4 — 3,3 nF.

Notă: CI1 şi CI2 pot fi înlocuite printr-o singură capsulă tip 74LS390 sau 74HC390.

BIBLIOGRAFIE:

(1) — DATA BOOK — „Microelectronica", 1989
(2) — ELEKTOR, 12/1991
(3) — LE HAUT PARLEUR, nr. 1 788



AMPLIFICATOR pentru FRECVENŢMETRU

Ing. MIHAI CODÂRNAI

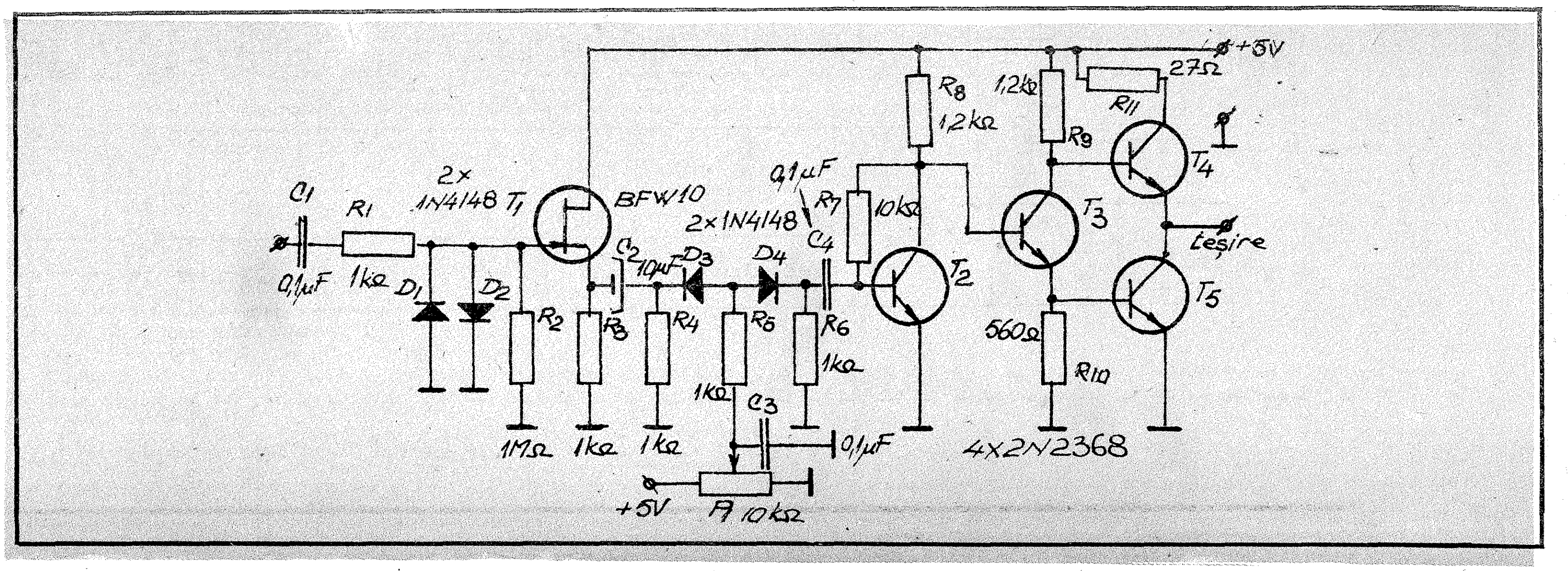
Pentru a adapta uşor nivelurile, uneori destul de mici, de la intrarea unui frecvenţmetru, la valorile impuse de pragurile de basculare ale circuitelor integrate din componenţa acestuia (în cazul de faţă circuite integrate din familia TTL), recomand construirea unui amplificator de bandă largă. În esenţă, este vorba de un formator de semnal dreptunghiular care realizează această funcţie printr-o amplificare relativ mare.

Aşa cum se poate observa din figură, primul tranzistor T1 este un TEC-J canal n de tip BFW10 sau BFW11, motivată fiind utilizarea sa datorită capacităţii de intrare reduse (maximum 10 pF) şi rezistenţei grilă-sursă ridicate. Acest lucru este deosebit de avantajos în separarea sursei de semnal de circuitul de amplificare, fără a o influenţa pe prima. Protecţia la supratensiuni accidentale a tranzistorului de intrare se face cu ajutorul grupului R1, D1, D2.

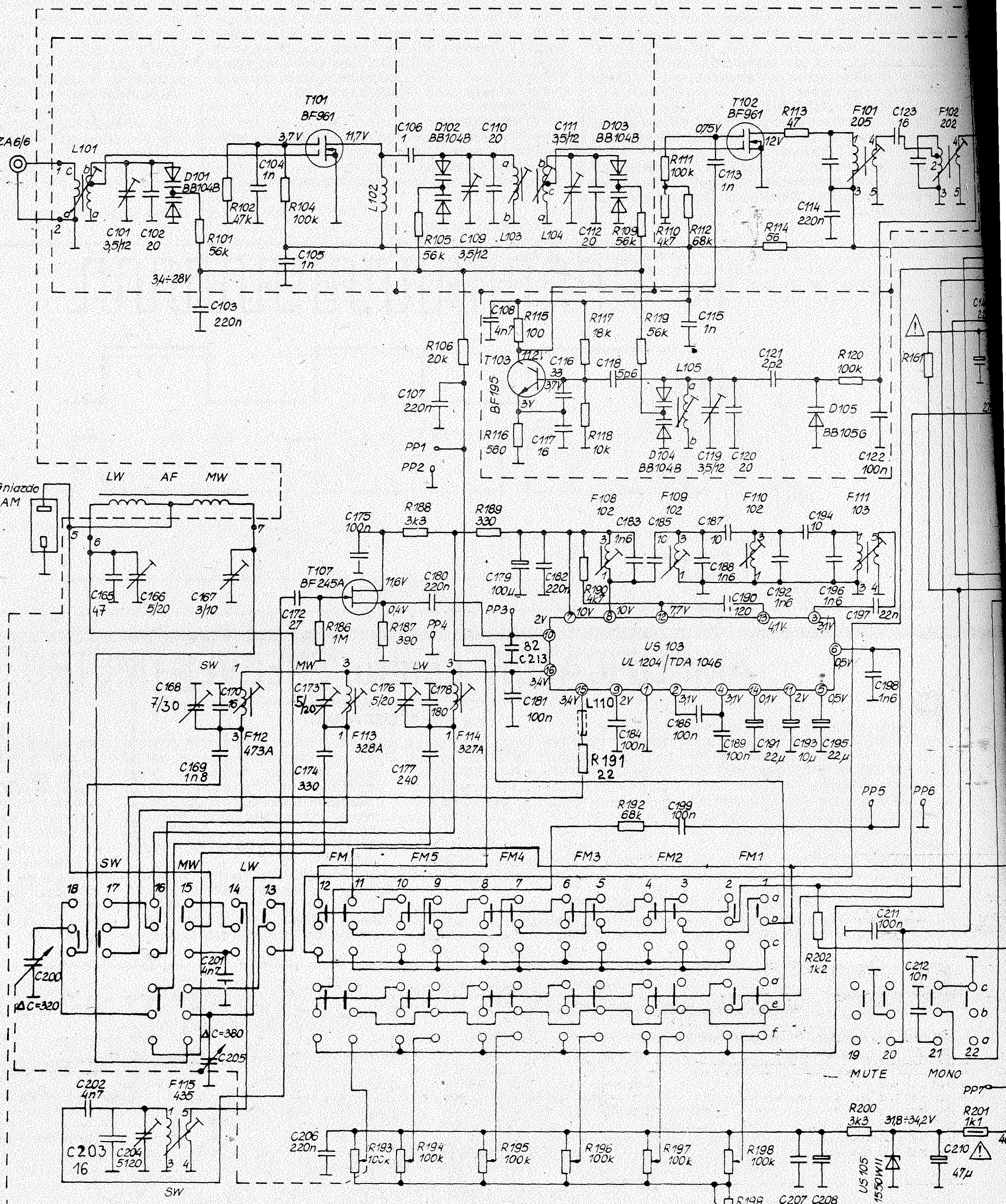
După acest prim etaj urmează un atenuator comandat în curent cu R4, R5, R6, P1, D3, D4. El îmbunătăţeşte calitatea măsurătorilor prin eliminarea zgomotelor electrice ce pot să apară, eventual suprapuse peste semnalul util. Din acţionarea potenţiometrului P1 se reglează de aşa natură atenuatorul încît frecvenţa afişată să fie cît mai stabilă şi cu variaţii cît mai mici în jurul valorii măsurate.

Formatorul de semnal dreptunghiular este realizat cu tranzistoarele T2, T3, T4 şi T5, de tip 2N2368, fie 2N914, 2N708 sau 2N706. Pot fi utilizate cu rezultate comparabile şi tranzistoare de tipul BFY90 sau BFX89. Singura măsurătoare în vederea reglării şi punerii în funcţiune a acestui montaj este cea a tensiunii colector-emitor a tranzistorului T3. Ea trebuie să fie de aproximativ 2,5 V. Pentru a obţine această valoare se va tatona rezistenţa R7.

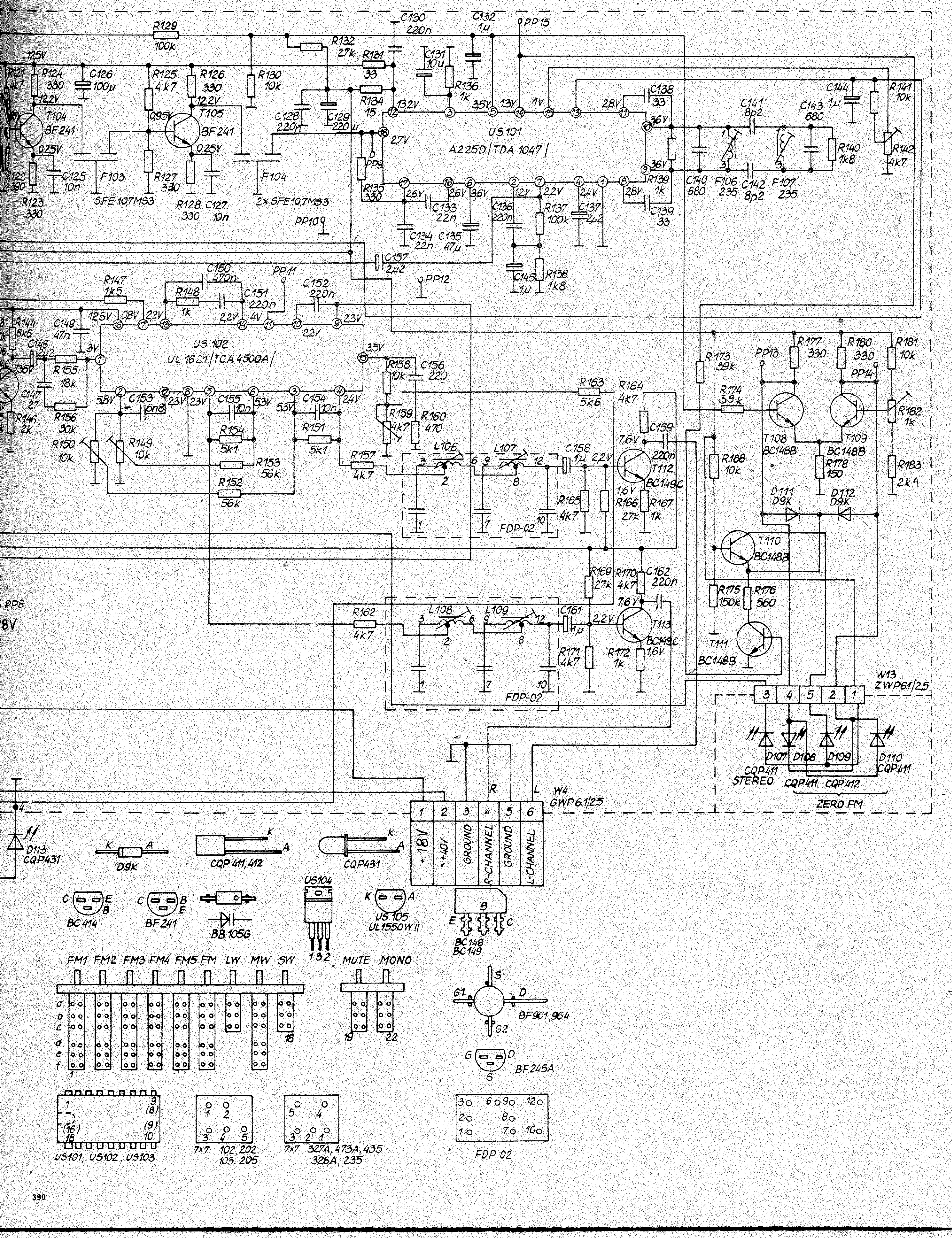
Sistemul lucrează corect pentru tensiuni de intrare mai mari de 50 mV, dar fără a depăşi 40 V vîrf la vîrf. Banda de trecere este cuprinsă între cîteva zeci de hertzi şi peste 30 MHz.



ELTRA CS202


GZA6/6
L101
T101
BF961
D101
BB104B
C101
3,5/12
C102
20
R101
56k
R102
47k
C104
1n
R104
100k
C105
1n
L102
3,4÷28V
C103
220n
C106
1
D102
BB104B
C110
20
R105
56k
C109
3,5/12
L103
C111
3,5/12
D103
BB104B
L104
C112
20
R109
56k
T102
BF961
R111
100k
C113
1n
R110
4k7
R112
68k
R113
47
R114
56
F101
205
C114
220n
C123
16
F102
202
C108
4n7
R115
100
R117
18k
R119
56k
C115
1n
T103
BF195
C116
33
C118
5p6
C121
2p2
R120
100k
L105
D105
BB105G
R116
560
C117
16
R118
10k
D104
BB104B
C119
3,5/12
C120
20
C122
100n
R106
20k
C107
220n
PP1
PP2
Gniazdo
AM
LW
AF
MW
C165
47
C166
5/20
C167
3/10
C175
100n
R188
3k3
R189
330
F108
102
F109
102
F110
102
F111
103
C183
1n6
C185
C187
C194
10
C188
1n6
C192
1n6
C196
1n6
T107
BF245A
C180
220n
C172
27
R186
1M
R187
390
PP3
PP4
C179
100µ
C182
220n
R190
4k7
C190
120
C197
22n
C213
82
US 103
UL 1204 / TDA 1046
C181
100n
L110
C184
100n
C186
100n
C189
100n
C191
22µ
C193
10µ
C195
22µ
C198
1n6
R191
22
SW
MW
C168
7/30
C170
15
F112
473A
C169
1n8
C173
5/120
F113
328A
C174
330
C176
5/20
C178
180
F114
327A
C177
240
R192
68k
C199
100n
PP5
PP6
FM
FM5
FM4
FM3
FM2
FM1
C200
ΔC=320
C201
4n7
ΔC=380
C205
R202
1k2
C211
100n
C212
10n
MUTE
MONO
PP7
C202
4n7
F115
435
C203
16
C204
5120
C206
220n
R193
100k
R194
100k
R195
100k
R196
100k
R197
100k
R198
100k
R199
4k7
C207
220n
C208
47µ
R200
3k3
3,8÷34,2V
R201
1k1
US105
UL1550W11
C210
47µ
R161

Radioreceptorul ELTRA CS-202, produs UNITRA, permite recepția semnalelor MA din gamele UL, UM, US, respectiv a semnalelor MF în gama undelor ultrascurte.
De remarcat faptul că în unde ultrascurte există posibilitatea preselectării unor posturi fixe.
Alimentarea aparatului se face cu o tensiune de 18 V, iar pentru alimentarea diodelor varicap tensiunea este de 40 V.



390

MĂSURAREA TIMPULUI DE EXPUNERE

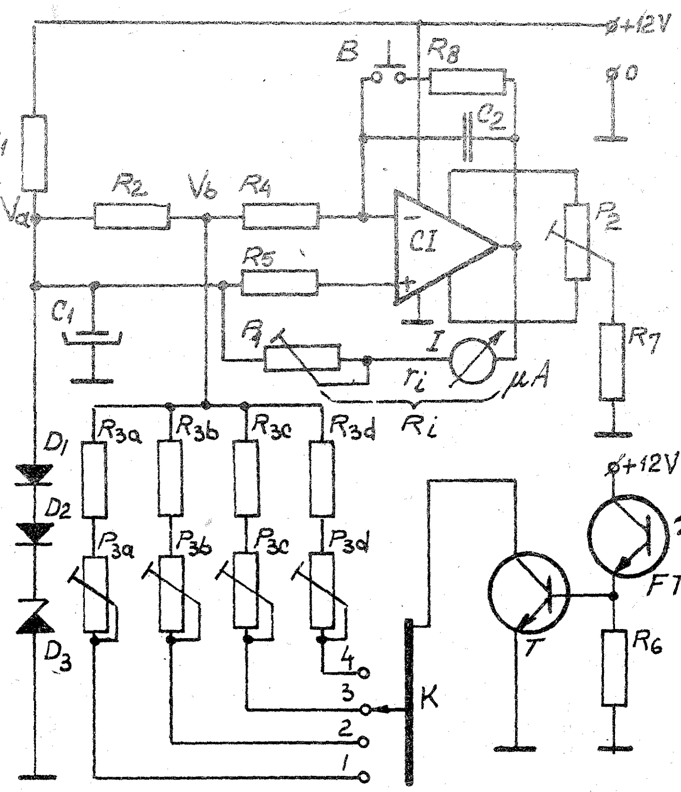
O bună parte a aparatelor de fotografiat dispun de un sistem de reglare a vitezei obturatorului (gen diafragmă sau perdea) care, la cele mai performante dintre ele, poate varia între cîteva secunde și pînă în jurul la a mia parte dintr-o secundă.

De precizia acestui reglaj depinde expunerea peliculei și deci calitatea fotografiei. Bineînțeles că peliculele actuale ale firmelor renumite în acest domeniu sînt performante și din această cauză ele tolerează sub și supraexpuneri destul de importante înainte ca acestea să conducă la rezultate mediocre. Totuși utilizarea îndelungată a unui aparat foto poate duce la dereglarea sau uzarea mecanicii obturatorului, apărînd variații importante ale timpilor reali de expunere în raport cu marcajele inscripționate de fabricanți.

Montajul prezentat în cele ce urmează permite să se controleze acești timpi cu o precizie suficientă (prin măsurare) și de a acționa corespunzător asupra reglajelor mecanice ale aparatului foto.

Captorul de măsură este un fototranzistor care, instalat provizoriu în locul peliculei, va recepționa radiația luminoasă numai în timpul de deschidere a obturatorului. Măsurarea se va executa cu obiectivul scos.

Montajul reprezintă, în fapt, un circuit integrator compus din operaționalul, tip B083, TL083CN (se utilizează un singur amplificator operațional din cele două disponibile) și grupul R2, R4, C2. La iluminarea fototranzistorului FT (deschiderea obturatorului), prin intermediul tranzistorului T și al comutatorului K, una din grupările de rezistoare și potențiometrele semireglabile R3a P3a—R3d P3d este pusă la masă. În acest moment va apărea o diferență de potențial Va—Vb și, concomitent, integratorul începe să crească tensiunea de ieșire după o rampă liniară, proporțională cu timpul de expunere și diferența Va—Vb.



La închiderea obturatorului, fototranzistorul FT și tranzistorul T se blochează, diferența de potențial Va—Vb devine practic nulă, iar integratorul trece într-un regim de „memorie analogică", mețineîndu-și ieșirea la nivelul ultimei valori de tensiune.

Practic, prin citirea acestei tensiuni se obține măsurarea timpului real de expunere. Indicația timpului de expunere se face pe un instrument de măsură I, inscripționat corespunzător, instrument care este de preferat să fie cu o sensibilitate cît mai bună, sub 250 μA. Înaintea fiecărei măsurători, condensatorul C2 va fi descărcat, prin rezistorul R8, cu ajutorul butonului B. Ri reprezintă suma dintre rezistența internă a instrumentului r_i și rezistența adițională semireglabilă a potențiometrului P1. Această sumă se deduce din relația: $R_i = r_i + P_1 = U/I$, unde U = 4 V și este tensiunea maximă impusă la ieșire în raport cu punctul Va, iar I este curentul prin aparatul magnetoelectric pentru deviația maximă a acului indicator. Cunoscînd sensibilitatea instrumentului și rezistența sa internă, se va calcula ușor mărimea valorii potențiomentrului P1.

Unul din reglajele montajului constă în compensarea, din potențiometrul P2, a offset-ului operaționalului pe oricare din scalele de măsură undeva într-o poziție medie a tensiunii „memorate". Se va observa o ușoară tendință de creștere sau descreștere a acestei tensiuni în regim de memorare. Acționînd corespunzător asupra cursorului potențiometrului P2 se tinde a se obține o stagnare a variației potențialului de ieșire al amplificatorului operațional. Elementul de reglaj P2 este un potențiometru miniatură multitură sau, în cazul cel mai defavorabil, se vor înseria cu capetele unui potențiometru semireglabil uzual de 5 kΩ cîte o rezistență de aproximativ 10 kΩ.

Etalonarea se va executa, de preferință, la deviația maximă, pe fiecare din scalele de măsură, cu ajutorul unui aparat de fotografiat de bună calitate și nou. Se vor face expuneri multiple pe fiecare treaptă și se vor corecta de fiecare dată înaintea unei expuneri valorile potențiometrelor P3a÷P3d pînă cînd instrumentul va indica un timp de expunere egal cu cel înscris pe aparat.

Treptele de măsură sînt: 1) 0—4 s; 2) 0—1/2 s; 3) 0—1/15 s; 4) 0—1/125 s.

Nu sînt necesare componente pasive de precizie, o toleranță de 5÷10% fiind mulțumitoare pentru un asemenea montaj.

Listă de componente:

CI — B083, TL083CN etc.; T — BC107—109, BC171—173;

FT — ROL32; D1 = D2 = 1N4148; D3 = DZ6V2; R1 = 470 Ω;

R2 = 10 kΩ; R3a = 3,6 MΩ; R3b = 510 kΩ; R3c = 68 kΩ; R3d = 220 Ω; R4 = R5 = 1 MΩ; R6 = 27 kΩ; R7 = 10 kΩ; R8 = 22 Ω; P1 = 47 kΩ; (instrument de 100 μA); P2 = 10 kΩ multitură; P3a = 2,5 MΩ; P3b = 250 kΩ; P3c = 25 kΩ; P3d = 250 Ω; C1 = 100 μF/16 V; C2 = 15 nF; B — buton microîntrerupător.

Pagini realizate de ing. MIHAI CODÂRNAI

Stabilizator

Firma „SOSATES" a pus la dispoziția constructorilor o sursă integrată fiabilă cu performanțe bune, sub indicativul L129. Capsula circuitului este identică cu cea a unui tranzistor BD135—139 etc. Specificația terminalelor se prezintă în figura 1. Aplicația practică a unui stabilizator de 5 V este dată în figura 2.

Iată și cîteva dintre performanțele tipice ale acestei surse integrate pentru o tensiune de ieșire de 5 V:

— tensiunea maximă la intrare: Vi = 20 V;

— variația tensiunii de ieșire pentru un curent de sarcini Io cuprins între 600 și 850 mA: $\frac{\Delta V_o}{V_o} = 0{,}3\text{—}1\%$;

— curentul maxim prin sarcină:
$I_o = 0{,}93\text{—}1{,}2$ A, la $T_c = 25°C$ (temperatura capsulei);
$I_o = 1$ A, la $T_c = 85°C$;

— curentul de scurtcircuit (întoarcerea caracteristicii de ieșire): $I_{sc} = 250$ mA;

— curentul prin terminalul de polarizare: $I_d = 9$ mA;

— rezistența internă: $R_o = 15$ mΩ;

— tensiunea de zgomot la ieșire în banda 10 Hz—100 kHz, $C_L = 20\ \mu F$: $e_N = 70\ \mu V$;

— rejecția pulsațiilor de intrare pentru $V_i = 4V_{vv}$, f = 100 Hz : SVR = 46—60 dB;

— putere totală $P_{tot} = 14$ W radiator infinit, $T_c = 25°C$;
$P_{tot} = 7$ W radiator infinit, $T_c = 85°C$;
$P_{tot} = 1$ W fără radiator.

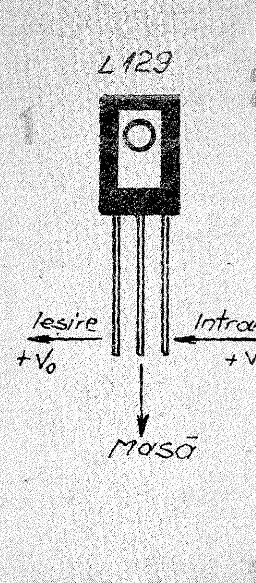
În figura 3 este prezentată o schemă de aplicație a acestui stabilizator pentru o tensiune de ieșire superioară valorii de 5 V. Variațiile curentului de polarizare cu temperatura și cu tensiunea de intrare sînt: $\frac{\delta I_d}{\delta T} = -7\ \mu A/°C$ și $\frac{\delta I_d}{\delta V_i} = 30\ \mu A/V$.

Relația de calcul pentru această variantă este:

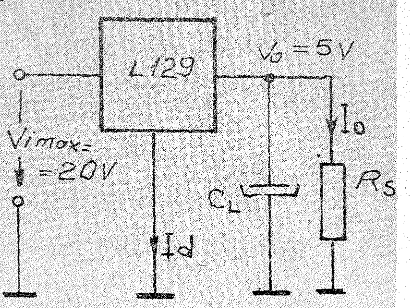
$$V_o = (V_1 + V_{BE})\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + \frac{I_d}{\beta_n} \cdot R_2,$$

unde β_n este factorul de amplificare în curent al tranzistorului folosit. Acesta poate fi BC177-179 sau BC251-253.

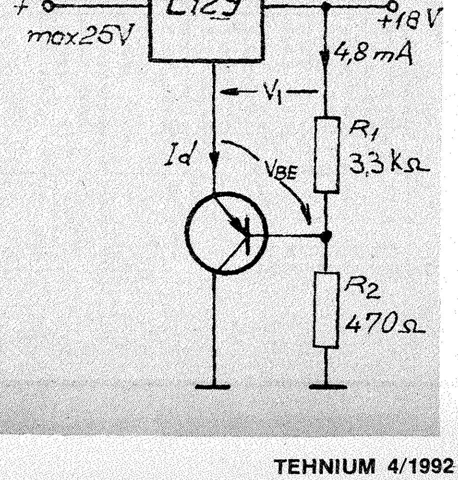
1



2



3



TRANSMISIUNI ÎN INFRAROȘU

(URMARE DIN NR. TRECUT)

Oscilatorul modulat în frecvență este alcătuit din tranzistorul T2 și circuitul de temporizare CI2. Curentul de colector al tranzistorului T2 încarcă condensatorul C12 pînă la valoarea 0,66·V+ (3,7 V), cînd are loc bascularea spre masă a ieșirii circuitului integrat βE555. Tot în acest moment are loc descărcarea rapidă a condensatorului amintit pînă la un potențial de 0,33·V+ (1,8 V). Scăderea acestui potențial sub valoarea de 1,8 V conduce la revenirea în starea inițială a bistabilului intern al temporizatorului, după care fenomenul se repetă. Ciclicitatea procesului este accelerată sau încetinită în funcție de valoarea curentului de încărcare a condensatorului C12, respectiv de viteza de creștere a potențialului intrărilor PS și PJ între 1,8 V și 3,7 V. Prin modificarea valorii potențiometrului P2 se poate obține o deplasare a frecvenței de oscilație între 80 kHz și 200 kHz. Dacă peste potențialul static stabilit din P2 se suprapune, în baza tranzistorului T2, o tensiune alternativă corespunzătoare unui semnal vocal, atunci frecvența instantanee a oscilatorului se va modifica în funcție de amplitudinea tensiunii modulatoare. Gradul de modulație în frecvență se poate modifica, după dorință, din potențiometrul P1.

Sensibilitatea maximă a deviației de frecvență este de cel puțin 10 kHz/mV (cursorul potențiometrului P2 spre ieșirea operaționalului).

Într-o astfel de comunicație (ca, de altfel, și în cele radio ce utilizează modulația de frecvență sau de fază), pentru ca receptorul să reconstituie corect informația transmisă, este necesar ca acesta să „simtă" numai momentele de schimbare de polaritate a semnalului purtător și nu polaritățile propriu-zise. Astfel, la emisie se poate micșora la minimum durata de conducție a diodelor de IR, obținîndu-se un consum redus din sursa de alimentare. În acest scop și avînd în vedere că într-o perioadă a oscilației ieșirea circuitului integrat βE555 stă mai mult în starea logică „1" decît în „0" (coeficient de umplere mare), s-a ales pentru etajul de ieșire un tranzistor de tip pnp a cărui tensiune de comandă în conducție trebuie să fie negativă în raport cu potențialul emitorului său.

După cum se poate observa, majoritatea condensatoarelor electrolitice de decuplare a tensiunilor de alimentare sînt „dublate" de condensatoare plachetă de 0,1 μF. Fronturile abrupte și valorile de vîrf relativ mari prin circuitul βE555 și etajul final impun această decuplare foarte riguroasă.

Durata cît circuitul temporizator rămîne în starea logică „0" este constantă și de valoare 0,4 μs, indiferent de mărimea frecvenței instantanee (factor de umplere variabil).

Trecînd acum la partea de recepție, autorul german propune o schemă ce este reprezentată în figura 3. În fapt, este vorba de un demodulator MF precedat de un etaj separator cu tranzistor cu efect de cîmp între detectorul de IR și demodulator. Ieșirea demodulatorului atacă un amplificator de audiofrecvență simplu cu un tranzistor bipolar necesar ascultării într-o cască cu impedanța mare (4 kΩ). Întreg ansamblul este destinat să funcționeze pe o frecvență centrală de recepție de 95 kHz.

Senzorii receptori de IR sînt diode cu siliciu de tip BPW34. Aceștia pot fi priviți ca generatoare de curent (polarizare inversă în curent continuu) pe o sarcină oarecare. Dacă sarcina este de valoare mare, atunci la bornele ei se va obține o tensiune de recepție ridicată. Ținînd cont și de faptul că demodulatorul MF ar trebui atacat în tensiune, dar are o impedanță de intrare relativ scăzută în raport cu necesitățile montajului (50 kΩ/4 pF la 455 kHz), se impune folosirea unui separator cu un tranzistor cu efect de cîmp tip BF245 în conexiune drenă comună.

Circuitul L1C1 acordat pe 95 kHz mărește raportul semnal/zgomot, eliminînd perturbațiile adiacente benzii de frecvențe recepționate.

Radiația purtătoare va avea o deviație de frecvență $\Delta f = \pm 6$ kHz pentru semnale modulatoare de bandă îngustă (30 Hz — 7 kHz) sau $\Delta f = \pm 25$ kHz pentru semnale modulatoare de bandă largă (30 Hz — 12 kHz). La recepție, rezolvarea compromisului bandă largă a circuitului acordat-impedanță mare de sarcină pentru diodele F1 și F2 se face prin utilizarea unui circuit rezonant derivație L1C1*, a cărui bobină trebuie să aibă o valoare mare a inductanței (în cazul prezentat, L1 = 50 mH), iar capacitatea din paralel să fie mică (C1* = 50 pF). Prin C1* s-a notat capacitatea echivalentă de acord în care este inclusă capacitatea de intrare în repetorul pe sursă. În acest fel, factorul de calitate al circuitului dat de relația: $Q = \omega R_2 C_1^*$ va putea lua valori între 2 și 9, rezultînd o rezistență R2 acceptabilă ca mărime, cuprinsă între 100 kΩ și 270 kΩ.

Așa cum este prezentată schema, ea se folosește la recepția unui semnal purtător a cărui deviație de frecvență este $\Delta f = \pm 6$ kHz. În cazul recepționării unui semnal cu $\Delta f = \pm 25$ kHz, atunci R2 = 100 kΩ, C10 = C11 = 560 pF, C12 = 0, iar L2 = 12 mH.

Circuitul integrat SO41P este un demodulator MF, cu o funcționare asemănătoare cu cea a circuitului integrat românesc TAA661.

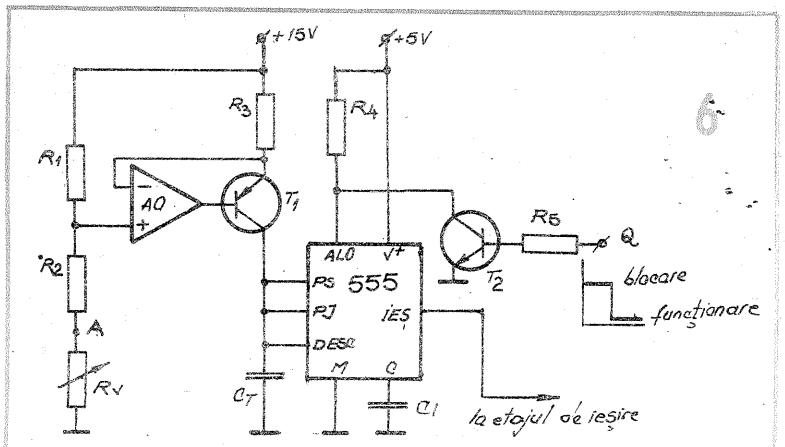
În afara aplicației pe care am comentat-o, s-au imaginat, cum era și firesc, sisteme de emisie stereofonică în IR. Se utilizează, bineînțeles, două emițătoare și două receptoare, cîte o pereche emițător-receptor pentru fiecare dintre cele două canale ale informației stereofonice. De asemenea, pentru fiecare pereche emițător-receptor se va aloca cîte o frecvență de lucru. De obicei se utilizează ca frecvențe purtătoare 95 kHz și 250 kHz cu o deviație $\Delta f = \pm 50$ kHz.

Necesitatea unei recepționări corecte, cu distorsiuni mici, impune folosirea unei puteri sporite la emisie și o sensibilitate bună la recepție. Se va evita supramodularea emițătoarelor, evitînd astfel influența reciprocă între canale.

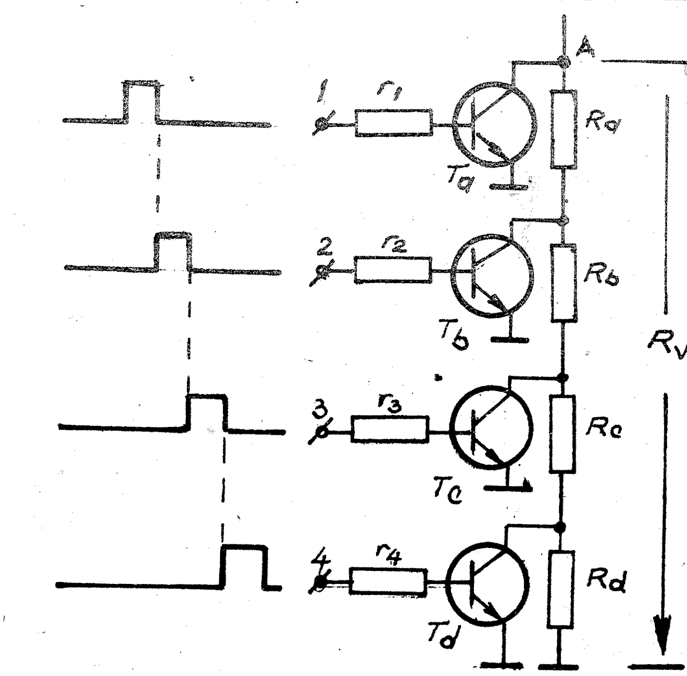
Pe baza aceluiași principiu de funcționare am realizat receptorul de radiații IR din figura 4. Față de schema precedentă, tranzistorul separator este utilizat și ca amplificator în conexiune sursă comună, compensînd sensibilitatea mai redusă a demodulatorului MF de tip TAA661.

O altă aplicație a sistemelor de emisie-recepție în IR este transmiterea de date numerice. În tabelul din figura 5 sînt prezentate cîteva modalități de transmitere codificată a informației numerice.

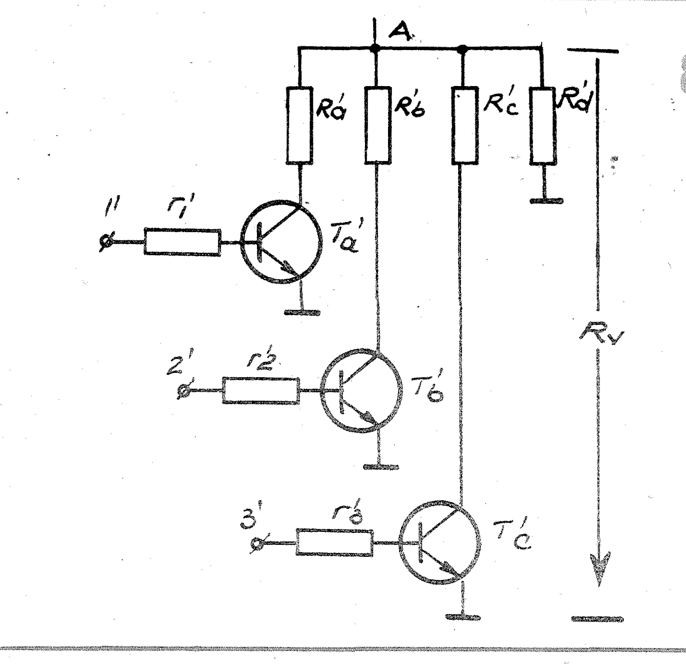
Fără a intra în detalii de construcție se prezintă în continuare partea de oscilator-modulator în frecvență a unui emițător de impulsuri în IR. El poate fi folosit pentru mai multe tipuri de codificare a purtătoarei (figura 6).



6



7



8

Montajul este, în esență, un convertor tensiune-frecvență și este compus din generatorul de curent constant A0 + T1 ce încarcă mai rapid sau mai lent condensatorul din circuitul de temporizare al astabilului de tip 555. Viteza de încărcare a condensatorului CT, respectiv frecvența oscilației, este invers proporțională cu potențialul punctului A față de masă.

Dacă în locul rezistorului Rv se utilizează un circuit ca în figura 7 sau 8, se va obține un sistem multicanal de tipul 1 din tabel. Codificarea frecvențelor se face prin intermediul intrărilor 1—4, respectiv 1'—3'. Introducerea comenzii de blocare-funcționare (intrarea Q), alături de cele menționate anterior, conduce la un sistem multicanal de tipul 2. Eliminarea comenzilor de codare a frecvenței și întrebuințarea numai a celei din intrarea Q permit transmiterea în cod NRZ (Non Return to Zero) sau în cod bifazic.

BIBLIOGRAFIE:

SIEMENS — Technische Mitteilung aus dem Bereich Bauelemente „Tonübertragung und Fernsteuerverfahren mit Infrarot"

Colecția AUTOMATICĂ ELECTRONICĂ INFORMATICĂ MANAGEMENT, Seria Practică

Circuite integrate liniare, volumele 2 și 3

Colecția revistei „Tehnium"

TRIPLOARE DE TENSIUNE pentru TV COLOR

Ing. ŞERBAN NAICU

Tensiunea anodică (FIT) de alimentare a tubului cinescop color se obţine, ca şi la televizorul alb-negru, prin redresarea unor impulsuri obţinute în secundarul transformatorului de linii.

Pentru a nu perturba convergenţa dinamică, valoarea FIT a cinescopului tricrom trebuie să rămînă practic insensibilă la variaţiile de curent ale fasciculelor. Dar în funcţie de conţinutul imaginilor transmise, curentul de fascicul poate varia de la 0 la 1,5 mA. Rezultă deci necesitatea ca sursa FIT, din TV color să aibă o impedanţă de ieşire foarte mică, dacă este posibil sub 1 MΩ.

Dacă am accepta o impedanţă de ieşire a sursei FIT de 5 MΩ (ca la TV a-n), va rezulta o variaţie a FIT de la 25 kV la 20 kV, ceea ce este inadmisibil pentru un cinescop cu mască perforată.

Valoarea ridicată a FIT necesară tuburilor cinescop color (25 kV), precum şi impedanţa foarte mică de ieşire a sursei FIT, două cerinţe contradictorii, au impus apelarea la soluţii constructive diferite de TV a-n.

Pentru obţinerea FIT necesară tuburilor cinescop color se utilizează practic două soluţii: cu transformator de linii şi triplor de tensiune; cu transformator de linii cu diode redresoare distribuite (diode „split line output transformer").

Prima soluţie se foloseşte în receptoarele TV color TELECOLOR, TOPCOLOR, ELCROM, CROMATIC ş.a., iar cea de-a doua în receptoarele mai moderne: GOLDSTAR, INDIANA (NETWORK).

Avantajele folosirii etajelor triploare de tensiune pentru obţinerea FIT constau în următoarele:

— se evită descărcările tip Corona cu efect distructiv asupra materialului izolatoarelor;

— se limitează numărul spirelor bobinei FIT, micşorîndu-se astfel capacitatea bobinei FIT, precum şi gabaritul transformatorului de linii.

Prezentăm în figura 1 forma unui impuls de întoarcere linii (FIT) la un TV color cu transformator de linii acordat pe fundamentală.

Se observă că impulsul conţine o componentă pozitivă, de amplitudine U1, şi o componentă negativă, de amplitudine U2. Valoarea vîrf la vîrf a impulsului Uvv reprezintă suma celor două tensiuni (U1 + U2). Impulsul de întoarcere linii este axat pe componenta sa medie.

Schema de principiu a unui triplor de tensiune este prezentată în figura 2.

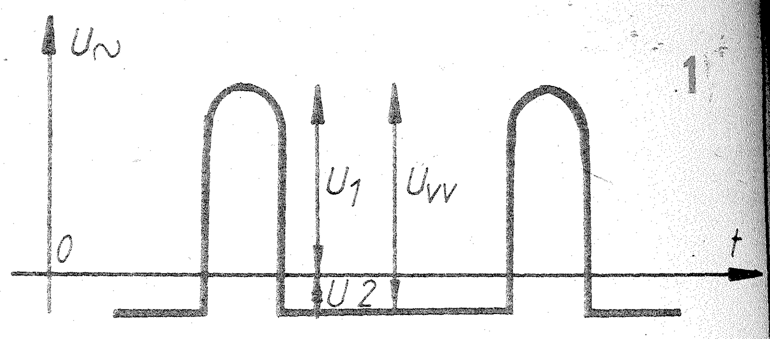
Triplorul necesită, deci, cinci diode şi cel puţin patru condensatoare (uzual cinci condensatoare). Condensatoarele din triplor au valoarea de 1 000 pF.

Funcţionarea triplorului cu cinci diode este următoarea: la aplicarea primului impuls de întoarcere linii, pe durata cursei inverse a baleiajului orizontal, se aplică componenta pozitivă U1 a impulsului, dioda D1 se deschide, iar condensatorul C1 se încarcă la tensiunea U1 minus căderea de tensiune pe dioda D1 (pe care o neglijăm). Pe durata cursei directe a baleiajului orizontal, la intrarea triplorului se aplică tensiunea negativă U2. Dioda D1 se blochează, dioda D2 se deschide şi condensatorul C1 se descarcă parţial pe condensatorul C2. La sosirea celui de-al doilea impuls de întoarcere linii, condensatorul C1 se reîncarcă la tensiunea U1, prin dioda D1, iar condensatorul C3 se încarcă, prin dioda D3, cu o parte din sarcina electrică înmagazinată în C2. Pe durata următoarei curse directe (tensiune negativă), diodele D2 şi D4 se deschid şi condensatoarele C2 şi C4 se încarcă cu o parte din tensiunile de pe condensatoarele C1 şi C3. După mai multe cicluri asemănătoare, toate condensatoarele triplorului se vor încărca la următoarele tensiuni: C1 la tensiunea U1; C2, C3, C4 şi C5 la tensiunea U1 + U2. S-au neglijat intenţionat tensiunile care cad pe diode, fiind nesemnificative. Tensiunea la ieşirea triplorului, la curent de fascicul zero, va fi: 3U1 + 2U2, deci, practic, triplă faţă de tensiunea aplicată la intrare.

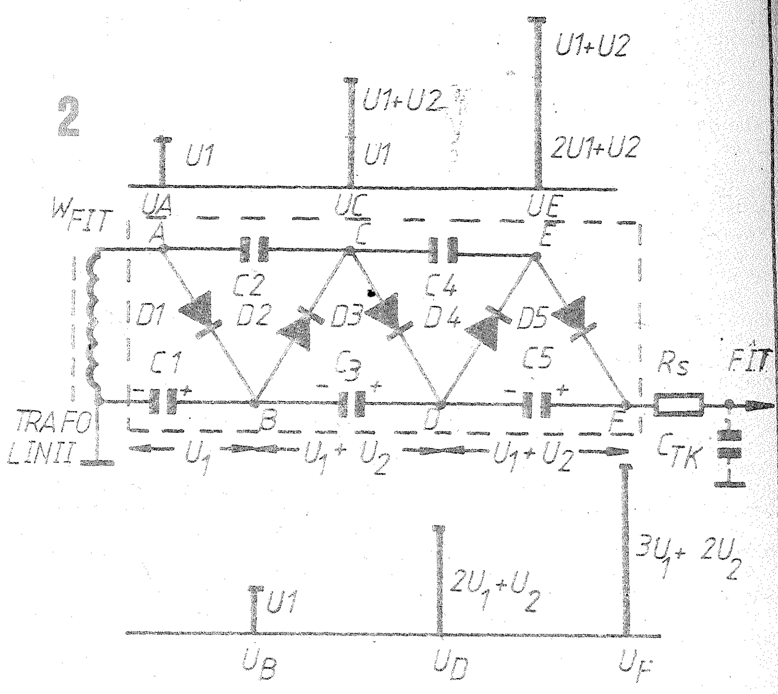
Se observă că impulsul FIT este prezent în punctul A şi apoi prin C2 în punctul C, apoi prin C4 în punctul E. Diode redresoare propriu-zise sînt D1, D3 şi D5, iar diodele D2 şi D4 au rolul egalizării tensiunilor continue în punctele B—C şi, respectiv, D—E, la începutul cursei directe, în restul timpului fiind blocate.

Rezistenţa de sarcină Rs, de 47 kΩ, are rolul de a proteja diodele triplorului, suplimentar realizînd şi o protecţie a tranzistorului final de linii, în cazul descărcărilor în tubul cinescop. C_{TK} reprezintă capacitatea tubului cinescop şi împreună cu rezistenţa de sarcină formează un circuit de filtrare.

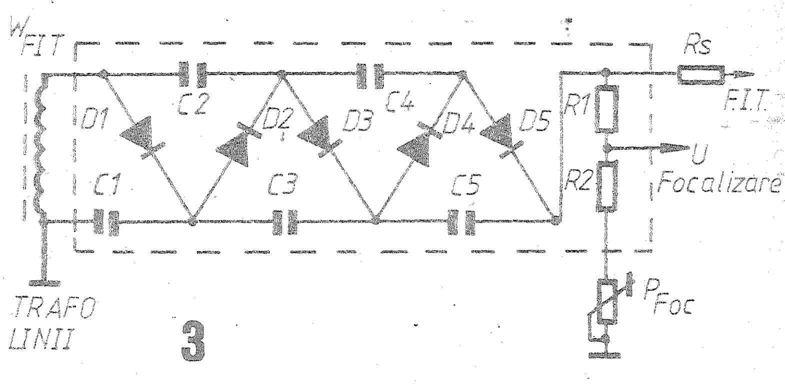
Cascadele triploare de FIT se realizează avînd toate componentele înglobate într-o răşină poliesterică termodură, cu excelente proprietăţi izolante. În interiorul acestei mase compacte, toate lipiturile se realizează folosind fludor cu mult sacîz,



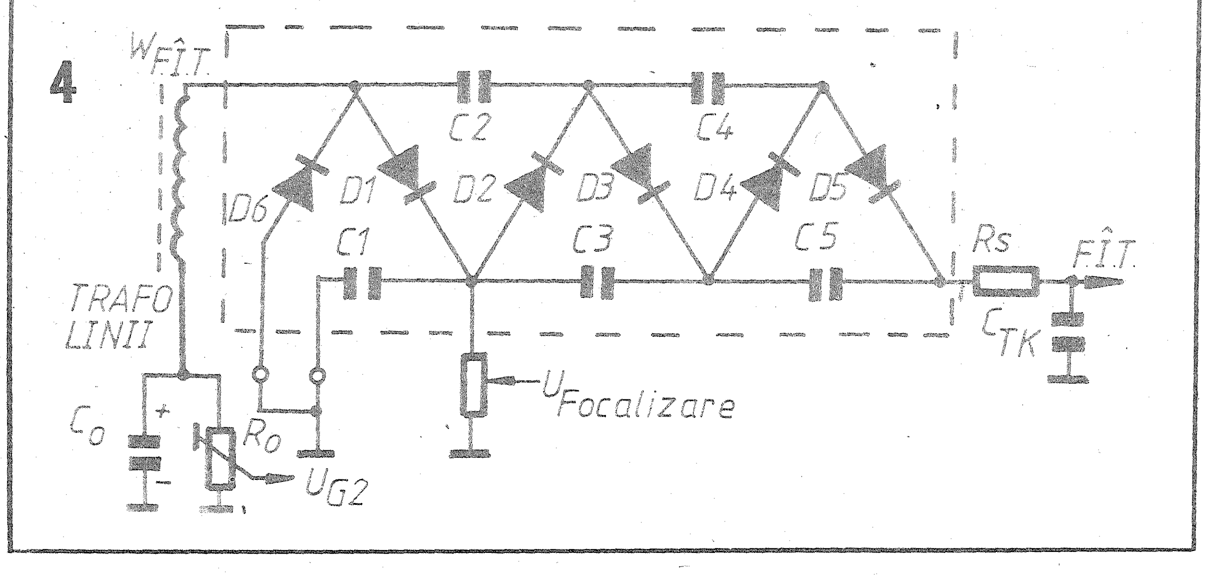
1



2



3



4

sub formă sferică, după care se spală cu tricloretilenă înainte de înglobare în rășină.

Anterior anului 1975, diodele de FIT din triploare erau cu seleniu (fiecare conținînd cam 160 de pastile); ulterior s-au folosit diode rapide cu siliciu, realizate în tehnică de izolare în sticlă. Este necesar ca toate diodele din triplor să aibă rezistențele inverse egale, pentru a nu mai fi necesare rezistențe de șuntare.

Condensatoarele din triploare sînt realizate prin tehnologia depunerii (metalizării) în vid pe folii de stiroflex, fiind autoregenerante la străpungeri interioare.

Unele triploare de tensiune au la ieșirea de FIT o sarcină rezistivă (formată din rezistoarele R1 și R2), numită „bleeder", ca în figura 3.

Acest consumator suplimentar are două roluri: la luminozitate redusă (curenți de fascicul mici) se îmbunătățește stabilizarea tensiunii de ieșire a triplorului; realizează o descărcare a capacității anodice a tubului cinescop, la stingerea televizorului, prevenind astfel apariția punctului luminos în centrul ecranului.

În punctul dintre cele două rezistoare se culege tensiunea de focalizare, reglabilă din potențiometrul P_{FOC}.

Pentru a putea obține rezistențe de ieșire cît mai mici ale triploarelor de tensiune (din motivele arătate anterior), în special la curenți mici de fascicul, s-a recurs la introducerea încă a unei diode în schema triplorului, ca în figura 4. Dioda nou introdusă, D6, realizează o redresare a alternanței negative a impulsului de întoarcere linii, pe durata cursei directe, încărcînd condensatorul Co cu polaritatea din figură, cu o tensiune de cca 1 000 V, care în unele scheme este folosită pentru polarizarea grilei 2 a tubului cinescop. Dioda D6 va trebui să aibă o tensiune inversă de cca 1 kV.

Se observă că la triploarele cu șase diode, condensatoarele C1, C2, C3, C4 și C5 se încarcă, fiecare, cu o tensiune de valoare U1 + U2. Deci FIT va fi egală cu 3(U1+U2). Rezultă că pentru obținerea aceleiași FIT, amplitudinea impulsului de întoarcere linii furnizat de bobina FIT a transformatorului de linii și aplicat la intrarea triplorului cu șase diode este mai mică decît cea necesară pentru un triplor cu cinci diode.

O altă variantă, mai modernă, apărută în anii '80, de triplor de tensiune este cel prin însumare sau „diodă split", prezentată în figura 5. În acest caz, transformatorul de linii reprezintă o perfecționare față de cele prezentate anterior. Înfășurarea FIT are o construcție specială și înglobează trei (sau patru) diode redresoare cu siliciu și trei (sau patru) înfășurări (bobine) identice, legate în serie. Bobinele de FIT sînt realizate pe galeți separați.

Acest tip de multiplicator nu utilizează nici un condensator. Fiecare dintre cele trei bobine este realizată complet separat, iar distanța dintre ele este de cca 10 mm. Fiecare dintre bobine are cam 1 000 de spire, adică de aproximativ 8 ori mai multe decît înfășurarea primară.

Prin Cp s-au figurat capacitățile proprii ale bobinelor (dependente de numărul de spire și modul de bobinare), iar prin Cm capacitățile lor față de masă.

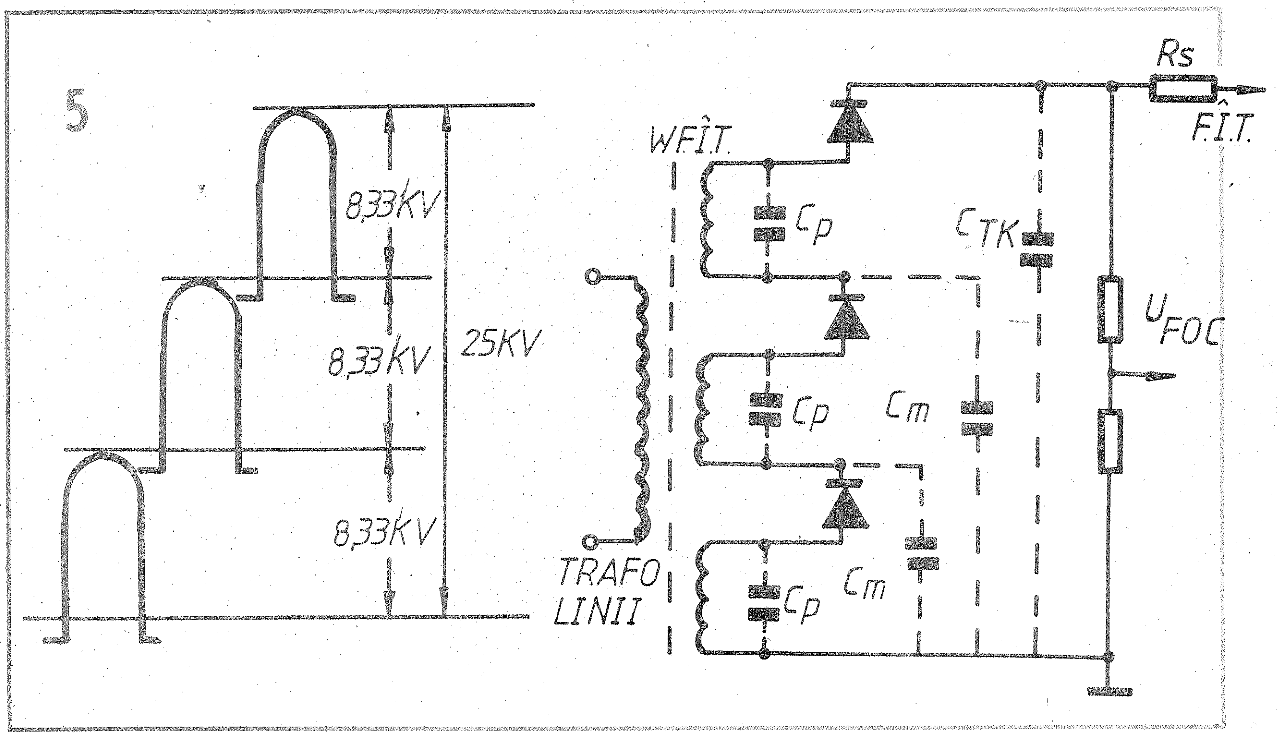
Cele trei diode sînt cu siliciu, realizate în tehnologia difuziei cu platină și înglobate în vitroceramică pasivată (sticlă elastică).

Întreg ansamblul, cuprinzînd cele trei bobine, cele trei diode și divizorul rezistiv, este înglobat în rășină, evitîndu-se astfel descărcările tip Corona. Efectul Corona are o acțiune distructivă în timp asupra oricărui tip de izolator, generînd transformări ireversibile în structura intimă a materialului izolant. Efectul Corona este favorizat de umiditatea aerului în zona de FIT și de mărimea FIT. Degradarea izolației conduce la defectarea bobinei de FIT prin străpungerea între straturi, între spire sau efluvii de străpungere de la contactul alternativ al bobinei de FIT spre cel mai apropiat conductor metalic. Impulsurile de FIT de pe fiecare bobină (impulsul de tensiune al cursei inverse a baleiajului orizontal), cu o valoare pozitivă de 8,33 kV, sînt redresate de diodele corespunzătoare, iar prin însumare dau o tensiune de 25 kV, necesară anodului de accelerare al tubului cinescop.

Prin C_{TK} s-a simbolizat capacitatea tubului cinescop.

După cum s-a prezentat anterior, introducerea unui „bleeder" pe ieșirea FIT (constînd dintr-o sarcină rezistivă) are atît rolul obținerii tensiunii de focalizare U_{FOC}, stabilizării FIT la curenți mici de fascicul, cît și de descărcare a capacității tubului cinescop.

Rezistența de sarcină RS are rolul de a proteja diodele redresoare și tranzistorul final de linii la descărcările din tubului cinescop.



DETECTOR DE RADIAȚII

Ing. C. RÂMBU

Cu un minimum de piese electronice și un contor de radiații de tip Geiger-Müller se poate construi un detector foarte simplu ca în figura alăturată.

Materiale folosite

— diode redresoare, D1, D2, de tip DR305, F207, F402 — 2 buc.
— condensatoare cu hîrtie, C1-C3 de 0,1 μF/630 V — 3 buc.
— condensator cu hîrtie, C4, de 0,02 μF/1 000 V — 1 buc.
— rezistor R1 de 8,2 MΩ/0,5 W — 1 buc.
— potențiometru semireglabil, R2, de 2,5 MΩ/0,12 W — 1 buc.
— transformator ieșire Tr., cu raportul 1/100 — 1 buc.
— cască telefonică, T, de 65 Ω — 1 buc.
— contor Geiger-Müller (CTC-6) — 1 buc.

Mod de funcționare și reglaj

După executarea montajului și verificarea corectitudinii acestuia, conform figurii, se conectează la rețeaua de 220 V, avînd grijă ca potențiometrul semireglabil de 2,5 MΩ să fie la maxim.

Datorită cîmpului electric creat în contor, prin diferența de potențial aflată între electrozii „+" și „—" ai acestuia, radiația naturală de fond este sesizată de contor prin apariția unor pocnituri aleatoare în casca telefonică. Mărind tensiunea la bornele contorului (lent), se va observa că la o anumită valoare descărcările în tub, respectiv pocniturile în cască, sînt continue, ceea ce arată că s-a ajuns la pragul de autodescărcare în contor, deci un regim periculos pentru contor. Se măsoară tensiunea „periculoasă", după care se scade cu 50 V, caz în care detectorul devine un instrument funcțional. Pocniturile în cască se percep de la 20 m (într-o sală liniștită).

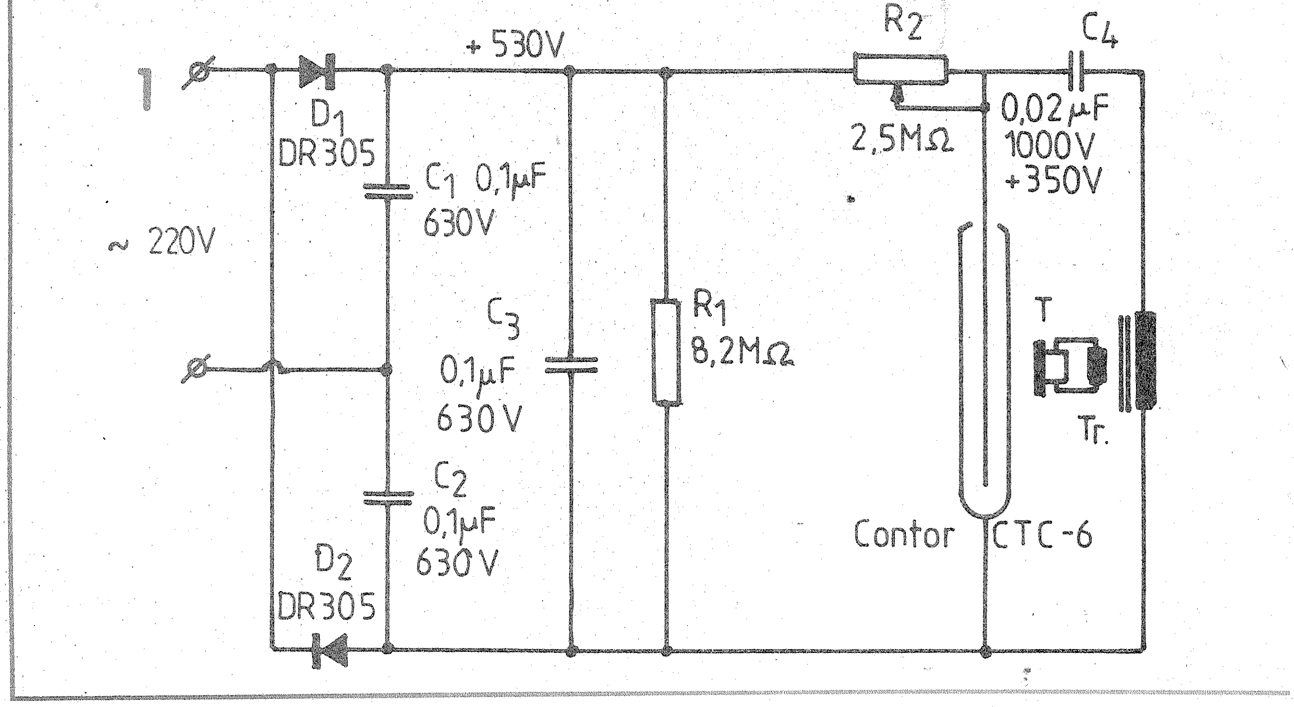
Pentru detalii de funcționare și teoretice, consultați revista „Tehnium" nr. 8/1986.

Acest aparat simplu poate fi montat într-o cutie de placaj sau material plastic, dimensiunile acesteia depinzînd în mod special de tipul contorului procurat.

Utilitatea acestui gen de detectoare poate fi aflată în școli, în cercurile de fizicieni amatori și nu numai, de amuzament în dotarea locuinței noastre.

În cazul în care constructorii amatori mai pretențioși doresc să afle și nivelul radiațiilor detectate de aparatul descris mai sus, este necesar ca montajul să fie completat cu un circuit de integrare și un microampermetru, iar apoi etalonat într-un laborator de specialitate.

Folosirea ca aparat portabil necesită, în plus, un convertizor alimentat din baterii și care să poată debita la ieșire aproximativ 500 V c.a.



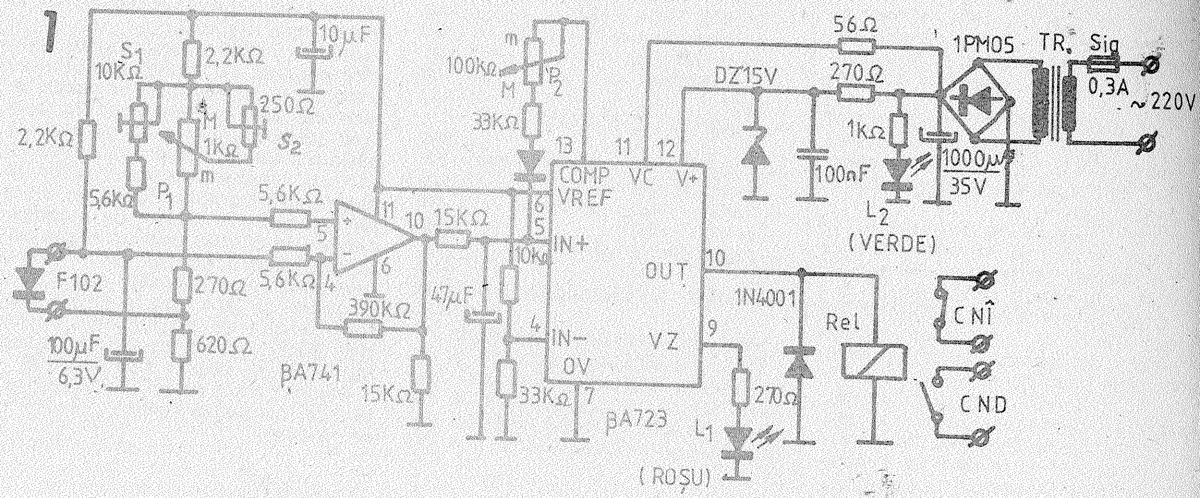
PROTECȚIE LA SUPRATEMPERATURĂ

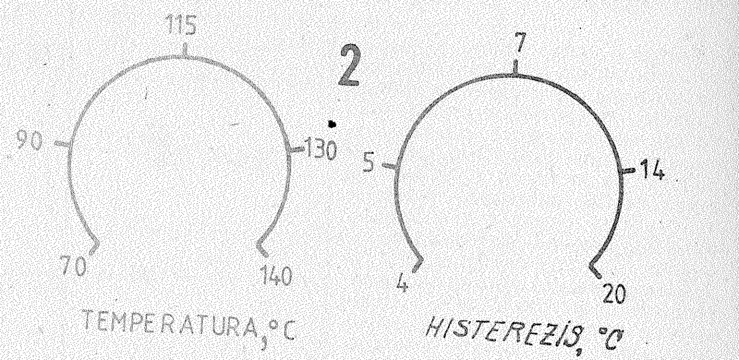
Ing. PAUL HAȘAȘ

Pentru protejarea motoarelor și transformatoarelor contra supraîncălzirii și arderii bobinajului, vă propun un montaj simplu, dar eficient. Dispozitivele protejate pot fi de orice dimensiune și putere; important este să se realizeze un contact termic cît mai bun între ele și traductorul schemei de protecție, care poate fi o diodă F102 în capsulă de metal.

Alimentarea se face printr-un transformator de rețea, Tr, LED-ul L2 indicînd prezența tensiunii rețelei. În caz de depășire a temperaturii reglate prin potențiometrul P1, este acționat releul Rel și se aprinde LED-ul L1 de la ieșirea 9 a circuitului integrat βA723. Contactul normal închis al releului poate fi folosit pentru întreruperea contactorului de alimentare a motorului de protejat.

Traductorul de temperatură (dioda F102) se află într-un braț al punții de măsură de la intrarea amplificatorului operațional βA741, în celălalt braț aflîndu-se rezistențele de reglaj. P1 este potențiometrul care se scoate pe fața aparatului pentru a putea fi reglat, la temperatura dorită, pragul de acționare a releului. În poziția M, temperatura reglată este maximă, iar la m este minimă. Pentru ajustarea limitei superioare de acționare (140°C) se folosește semireglabilul S1 de 10 kΩ, iar pentru pragul inferior (70°C) semireglabilul S2 de 250Ω. Tensiunea de decalaj dintre valoarea impusă de P1 și valoarea dată de traductor este amplificată de βA741, apoi de operaționalul din βA723, comandînd la ieșirea 10 (i_{max} = 200 mA) releul. De reținut că βA741 se alimentează din tensiunea de referință a lui βA723, V_{ref} = 7 V, stabilă cu sarcina și temperatura (aici i_{max} = 25 mA). Cînd releul este acționat, prin P2 se aduce o tensiune de reacție pozitivă, care întîrzie recuplarea motorului, pentru a se mai răci față de situația în care protecția a intrat în funcțiune. Acest histerezis se poate regla în gama 4—20°C. Histerezisul este maxim cînd valoarea rezistenței P2 este minimă. Ambele potențiometre, ca și semireglabilele, sînt liniare (figura 1).





Datele constructive ale transformatorului sînt: S = 3,5 cm²; n_{primar} = 3 300 de spire Ø 0,1 mm; $n_{secundar}$ = 300 de spire Ø 0,25 mm; tole E+I tip E8.

Cablul de legătură al diodei traductoare este bifilar și cu ecran legat la pămînt, cu o lungime maximă de 5 m. Temperatura maximă a mediului în care traductorul F102 poate fi introdus este de 150°C.

Valorile temperaturilor pe cele două butoane de reglaj, cînd am experimentat montajul, erau cele din figura 2 (temperatura prin P1, histerezisul prin P2).

PROTECȚIA RADIORECEPTOARELOR ȘI RADIOCASETOFOANELOR AUTO

Ing. BARBU POPESCU

La conectarea greșită a sursei de alimentare, majoritatea aparatelor de radio și radiocasetofoanelor auto se defectează, în special datorită distrugerii circuitelor integrate cu care acestea sînt echipate.

Dispozitivele prezentate în figurile 1 și 2 asigură protecția la conectarea greșită a sursei de alimentare, precum și la supratensiunile care pot apărea accidental pe traseul de alimentare.

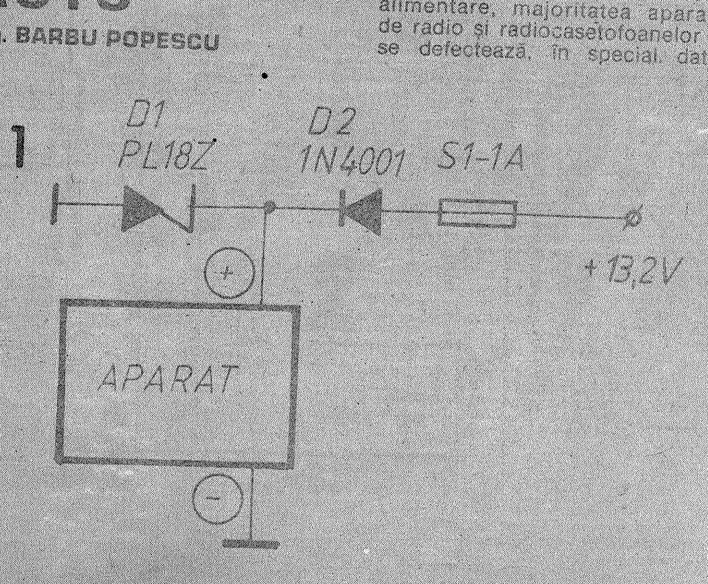
Schema prezentată în figura 1 este destinată radioreceptoarelor și radiocasetofoanelor care au un consum relativ redus, de maximum 1 A. La conectarea greșită a sursei de alimentare, dioda D2 nu permite trecerea curentului la aparat. La conectarea corectă a sursei de alimentare, dioda D2 conduce și aparatul este alimentat; dioda D1, de tip PL18Z, „taie" vîrfurile de tensiune care pot apărea în mod accidental pe traseul de alimentare.

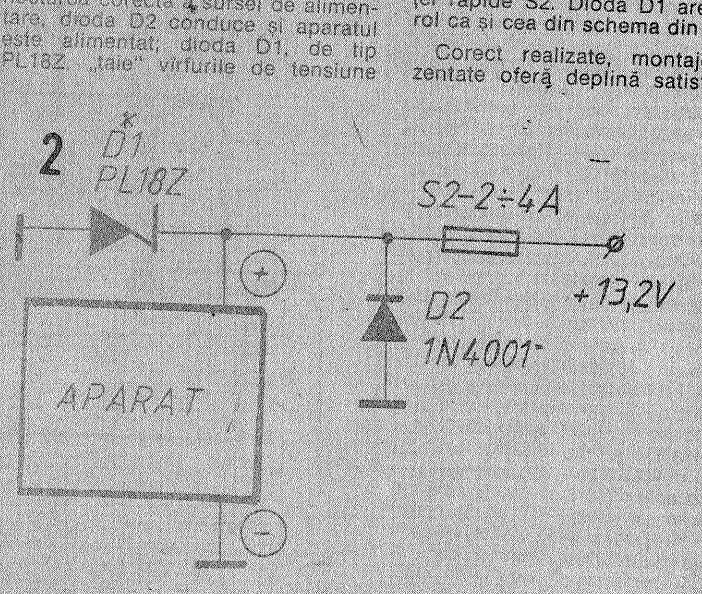
Dezavantajul schemei constă în apariția unei căderi de tensiune pe dioda D2.

Schema prezentată în figura 2 este destinată protecției aparatelor de radio și radiocasetofoanelor auto care au un consum de 2—4 A și la care nu mai poate fi neglijată căderea de tensiune pe dioda D2.

La conectarea greșită a sursei de alimentare, dioda D2 intră în conducție și provoacă arderea siguranței rapide S2. Dioda D1 are același rol ca și cea din schema din figura 1.

Corect realizate, montajele prezentate oferă deplină satisfacție.





DIVERTISMENT CU... 4011

AURELIAN LĂZĂROIU

În realizarea celor două montaje prezentate mai jos, propuse ca divertisment, este folosit unul dintre cele mai populare și răspîndite circuite integrate din seria CMOS: 4011 (de exemplu MMC4011, V4011, CD4011, K561LA7 etc.). În afară de nota de divertisment, cele două montaje oferă tînărului electronist amator și posibilitatea adăugării de noi cunoștințe referitoare la funcționarea unor circuite.

Primul montaj, a cărui schemă este prezentată în figura 1, creează o iluzie optică, bazată pe inerția ochiului uman. Mai precis, face posibilă obținerea a patru culori, folosind numai un LED bicolor. LED-ul bicolor emite două culori — roșu și verde — în funcție de polarizare. Prin intermediul montajului propus, de la același LED se obțin încă două culori, respectiv portocaliu și galben. Aceste două culori suplimentare se obțin prin aprinderea cu intermitență și cu un raport stins/aprins reglabil. În funcție de acest raport, reglabil prin intermediul potențiometrului P1, se pot obține succesiv cele patru culori, în următoarea ordine: roșu, portocaliu, galben, verde. După cum se vede, cele două culori suplimentare provin din combinația culorilor principale — roșu și verde. Cititorul acestor rînduri, utilizator frecvent al codului culorilor, folosit pentru marcarea valorii rezistoarelor și condensatoarelor, își amintește probabil că între roșu și verde se află culorile portocaliu și galben. În experimentul propus, aceste două culori se obțin indirect, prin amestecul aditiv al culorilor roșu și verde.

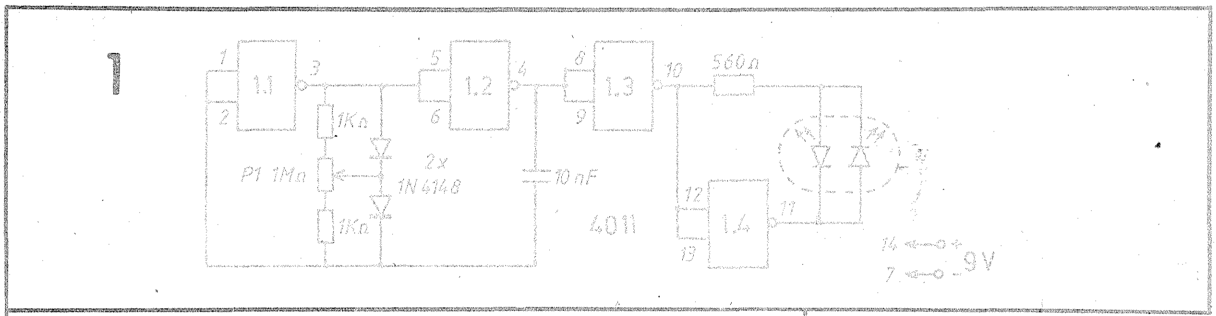
Dacă ponderea luminației o deține culoarea roșie, este percepută culoarea portocalie, iar dacă ponderea o deține culoarea verde se percepe culoarea galbenă.

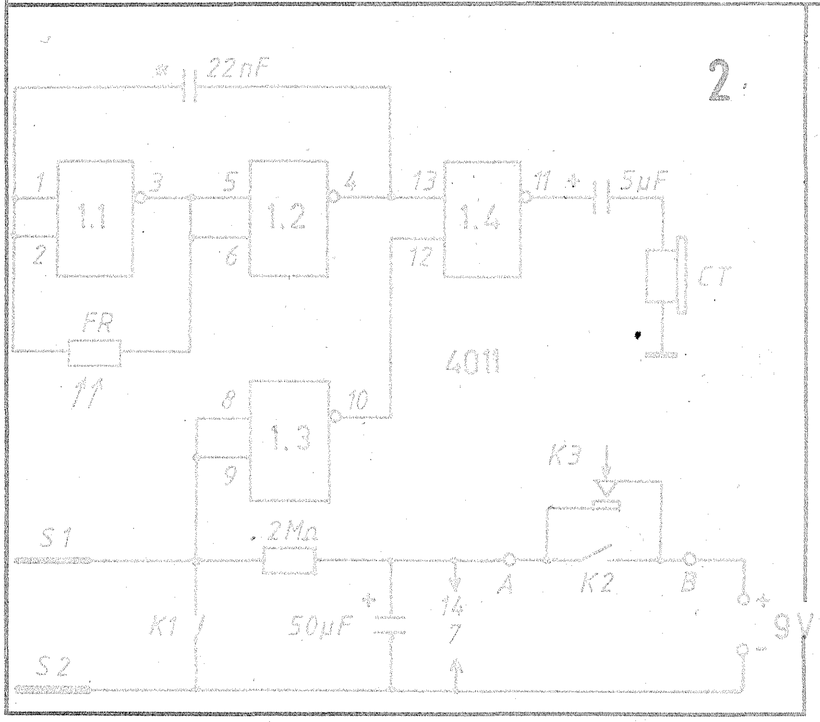
Montajul propriu-zis constă dintr-un generator de impulsuri dreptunghiulare cu factor de umplere reglabil prin intermediul potențiometrului P1. Frecvența impulsurilor este de aproximativ 100... 160 Hz, iar factorul de umplere poate fi reglat în limite foarte largi. Generatorul este realizat cu două porți ale circuitului integrat 4011, celelalte două fiind folosite într-o configurație adecvată alimentării LED-ului bicolor.

Cel de-al doilea montaj, prezentat în figura 2, este unul dintre cele mai simple instrumente electromuzicale. Funcționarea sa se bazează pe iluminarea variabilă a unui fotorezistor, motiv pentru care autorul acestui instrument l-a denumit „luminofon". Utilizarea acestui montaj ca instrument muzical presupune... simț muzical din partea „instrumentistului". Dacă ulterior se constată că acest simț lipsește, constructorul nu trebuie să fie dezamăgit, pentru că pot fi găsite și alte întrebuințări ale aparatului, așa cum se va arăta spre sfîrșitul acestui articol.

Revenind la schema din figura 2, se constată că fotorezistența este conectată în circuitul unui generator de audiofrecvență, realizat printr-o configurație de astabil. Frecvența acestui generator variază în funcție de valoarea fotorezistenței, care la rîndul ei depinde de cantitatea de lumină ce cade pe suprafața acesteia. Porțile 1.1 și 1.2 ale circuitului integrat sînt incluse în generatorul de audiofrecvență. Poarta 1.3 funcționează ca detector de prag, cu intrarea constituită din senzorul S1. Poarta 1.4 este folosită ca întrerupător comandat prin niveluri logice, dar și ca „etaj final".

Impulsurile produse de generatorul de audiofrecvență sînt aplicate uneia dintre intrările porții 1.4. Atît timp cît senzorii S1 și S2 nu sînt în contact, la intrarea porții 1.3 există nivel logic 1, iar impulsurile nu trec prin poarta 1.4; în cască/difuzor nu se aude nimic. Dacă se ating cu degetul cei doi senzori, intrările porții 1.3 sînt conectate la minusul sursei de alimentare, prin rezistența pielii degetului, care este mai mică decît valoarea rezistenței de 2 MΩ, cuplată spre plus. Pe intrări, nivelul logic este 0, iar pe ieșirea porții 1.3. apare nivel logic 1, care dă posibilitatea trecerii impulsurilor prin poarta 1.4. În cască/difuzor se va auzi un sunet a cărui înălțime este determinată de iluminarea fotorezistorului. Atingerea senzorilor, corelată cu modificarea cantității de lumină care cade pe fotorezistor, dă posibilitatea obținerii sunetelor cu diferite înălțimi și durate.





În figura 3 este prezentat modul în care se realizează senzorii S1 și S2. Pe capacul unei cutii confecționate din material opac se fixează trei bare din conductor de cupru cu Ø 1,5... 2,0 mm, la care s-a îndepărtat izolația. Sub aceste bare, în capacul cutiei se decupează o fereastră dreptunghiulară cu dimensiunile de aproximativ 10×35 mm (pentru fotorezistor rotund) sau de 20×50 mm (pentru fotorezistor dreptunghiular). În dreptul ferestrei, în interiorul cutiei, la o distanță de 20... 30 mm, se fixează fotorezistorul.

Atingerea barelor cu unul, două sau trei degete, care în același timp obturează parțial și fereastra, modificînd valoarea fotorezistenței și, implicit, înălțimea sunetelor generate, oferă posibilitatea obținerii unor melodii. „Deplasarea" domeniului de frecvență al instrumentului în sus sau în jos se face prin schimbarea iluminării inițiale a ferestrei, prin deplasarea aparatului într-un loc în care lumina ambiantă este mai puternică, respectiv mai slabă.

Așa cum am arătat, poarta 1.4 are și rol de „etaj final", capabil să livreze pe o sarcină adaptată un nivel sonor suficient. Experimentele au demonstrat că sarcina optimă constă dintr-o cască telefonică de 120 Ω. În lipsa acesteia, poate fi folosit un difuzor miniatură de 8 Ω cuplat prin intermediul transformatorului asociat (recuperate dintr-un radioreceptor portabil). Transformatorul poate fi realizat și de către amator, folosind un pachet de tole cu secțiunea de 0,5... 1 cm², pe care se bobinează un primar de 700 de spire cu conductor Ø 0,1 mm și un secundar de 150 de spire cu conductor Ø 0,25 mm.

Tot montajul se poate instala în caseta receptorului portabil de la care se recuperează difuzorul (eventual și transformatorul de ieșire). Se recomandă alimentarea de la o baterie de 9 V, cu atît mai mult cu cît curentul consumat este foarte mic: 1 mA, cînd senzorii nu sînt atinși și 5 mA în timpul funcționării normale.

Așa cum am arătat anterior, acest montaj poate fi folosit și în alte scopuri, ca de exemplu pentru generarea unor efecte sonore, ca avertizor sonor declanșat de lumină, ca tester al stării și polarității condensatoarelor electrolitice. În scopul folosirii ca generator de efecte sonore, se scurtcircuitează senzorii S1 și S2 prin intermediul întrerupătorului K1 și se acționează simultan asupra iluminării fotorezistorului și asupra întrerupătorului K3 (push fără reținere). În această aplicație, fotorezistorul poate fi înlocuit cu un potențiometru de 50 kΩ. Apăsînd intermitent pe K3 și obturînd variabil fotorezistorul (sau manevrînd potențiometrul cuplat în locul fotorezistorului) s-au obținut efecte sonore interesante de sunete „cosmice", „reverberate", care amintesc de cele din filmul „Războiul stelelor".

Pentru folosirea aparatului ca avertizor sonor declanșat de lumină, util în cele mai diferite scopuri, se asigură scurtcircuitarea senzorilor prin întrerupătorul K1 și alimentarea montajului prin K2.

Dat fiind consumul redus al montajului, el poate fi folosit ca tester pentru verificarea condensatoarelor electrolitice, în special pentru determinarea polarității acestora (și în acest caz, fotorezistorul poate fi înlocuit cu un potențiometru). Sînt nenumărate cazurile cînd marcajele de polaritate dispar (este cazul tipic al condensatoarelor cu tantal sau al unora cu terminalele dispuse pe aceeași parte, folosite sau recuperate). În acest scop, se scurtcircuitează senzorii S1 și S2 prin K1; K2 este întrerupt, iar K3 nu este apăsat. Condensatorul ce urmează a fi verificat se cuplează la bornele A și B. Dacă plusul condensatorului este conectat la plusul sursei de alimentare, se va auzi un sunet scurt; cînd minusul condensatorului este conectat la plusul sursei, se va auzi un sunet continuu cu nivel scăzut.

Pentru funcționarea normală, ca instrument electromuzical, se asigură alimentarea prin K2 și se elimină scurtcircuitul senzorilor prin K1.

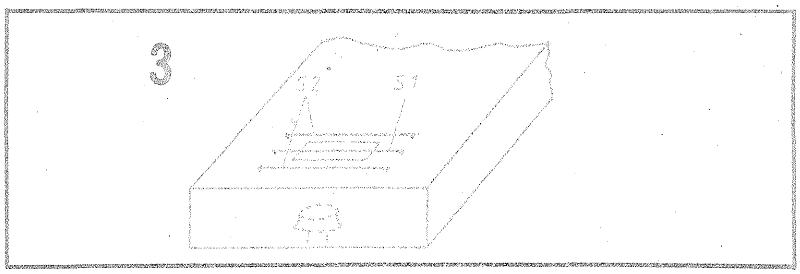
În final, o precizare nu lipsită de interes, ea fiind valabilă nu numai pentru montajul de față. În multe experiențe cu C.I. CMOS folosite în aplicații mai puțin convenționale, s-a constatat că rezultatele depind de exemplarul de C.I. utilizat și, în măsură și mai mare, de firma producătoare a acestuia. De aceea, în aceste cazuri, recomandările făcute de autori sînt foarte importante.

Montajul prezentat în figura 2 a fost experimentat de noi cu MMC4011 și V4011 (acestea din urmă au fost comercializate pe piața noastră ca piese de schimb pentru instrumentele muzicale electronice VERMONA). Rezultatele cele mai bune le-au dat circuitele V4011, mergînd pînă acolo încît cu unele exemplare s-au obținut, așa cum am arătat anterior, efecte interesante de sunete „reverberate".

La circuitele integrate la care rezultatele nu sînt satisfăcătoare, se poate încerca să se conecteze o diodă 1N4148 în paralel cu rezistorul de 2 MΩ, cu catodul la plusul sursei de alimentare, sau modificarea valorii condensatorului marcat cu asterisc.

BIBLIOGRAFIE:

RADIO, nr. 2/1984 și 1/1990



SALVAREA PROGRAMELOR PENTRU CALCULATOARE SPECTRUM-COMPATIBILE

Ing. LAURENȚIU GIURGEA

O mare problemă în lucrul cu calculatorul, în cazul că acesta folosește ca unitate de bandă casetofonul, o constituie salvarea și încărcarea programelor. Aceasta deoarece, pe lîngă faptul că se folosesc o serie de casetofoane cu capetele uzate, se mai utilizează și casete care au fost folosite la imprimat muzică.

După rezolvarea problemei suportului magnetic prin neutilizarea decît a casetelor noi, a calității capului prin schimbarea sa, un alt dușman al reușitei salvării de calitate a programelor îl constituie fluctuațiile de viteză. Acestea pot fi puse în evidență cu ajutorul unui osciloscop, dar și mai bine cu ajutorul unui program, care să și înregistreze duratele impulsurilor.

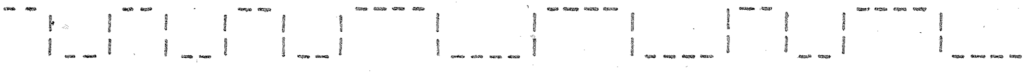
Un astfel de serviciu ne poate aduce programul descris în continuare.

1. Principiul de lucru

Pentru a înțelege cum lucrează programul nostru, trebuie mai întîi să revedem cum salvează calculatorul datele pe bandă.

Indiferent de tipul de date salvate, program octeți sau tablouri, calculatorul salvează în final tot o succesiune de octeți. Un octet, se știe, este format din 8 biți. Înregistrarea se face serial, respectiv se ia bit cu bit și se salvează pe bandă. Numai că, pentru ca bitul „Ø" să nu se confunde cu lipsa semnalului, cele două tipuri de biți se transmit sub aceeași formă, de semnal dreptunghiular, cu durate diferite însă și cu factor de umplere 1/2.

Calculatorul, prin subrutina lui din ROM, citește octet cu octet și generează la ieșirea de casetofon succesiunea de semnale, corespunzătoare biților respectivi. De pildă, dacă va avea de transmis octetul 10001101, calculatorul va genera următorul semnal:



La încărcare se petrece fenomenul invers, subrutina din ROM citește tot timpul intrarea de microfon, măsoară durata impulsurilor, o compară cu niște valori standard și, dacă aceasta se află în anumite limite, le recunoaște. Urmează ca din nou, în funcție de durată, să decidă dacă este vorba de 1 sau Ø. Fiecare grup de 8 biți calculatorul îl constituie într-un octet și-l introduce la adresa de memorie corespunzătoare. La primul bit de durată alta decît cea aflată în limitele admise, calculatorul oprește operația de încărcare și generează mesajul de eroare.

Erorile de lungime a impulsurilor, datorate fluctuațiilor de viteză, în cazul folosirii aceluiași aparat pentru ambele operații, încărcare și redare, se cumulează.

Programul nostru face ceva similar cu operația de încărcare, numai că, pe lîngă încărcarea propriu-zisă, face și măsurarea duratelor impulsurilor și le stochează în memorie. Datele astfel obținute sînt ulterior utilizate fie pentru afișare grafică pe ecran sau hîrtie, fie pentru citire în valoare absolută.

Deoarece pe un ecran nu se pot afișa decît 256 de puncte o dată, nu se înregistrează decît 32 de octeți, respectiv 256 de biți. Dintre acești octeți, primul este întotdeauna 255 pentru blocul de date și Ø pentru header. Cum noi testăm blocul de date, rezultă că întotdeauna primul octet măsurat este 255 (11111111).

2. Realizarea programului

Dat fiind faptul că o parte a programului, respectiv partea de măsurare efectivă a duratei impulsurilor, trebuie să lucreze în timp real, el nu poate fi elaborat în limbajul BASIC. Cum prezentarea programului sursă, obținut folosind asamblorul ZEUS, ar ocupa prea mult spațiu, am preferat prezentarea programului obiect, sub forma unei succesiuni de octeți și care va fi încărcat cu ajutorul instrucțiunii POKE.

Realizarea programului se va face urmînd strict succesiunea de mai jos a operațiilor, ca o „tehnologie":

— se introduce programul „spy"
— se salvează programul cu comanda GO TO 9999
— se introduce comanda NEW
— se introduce programul „Pregătire cod"
— se introduce comanda RUN
— se dă drumul casetofonului, pe înregistrare, imediat după locul unde s-a salvat programul „spy" și se face salvarea grupului de octeți — are grijă de aceasta linia 1000 din program.

3. Utilizarea programului

Se resetează calculatorul, se derulează banda și se încarcă programul cu comanda LOAD"" — evident cu cele două blocuri — ca orice joc.

Programul se autodeclanșează și vă cere să porniți banda pentru testarea primului bloc. Dacă blocul are header, programul îl neglijează și așteaptă blocul de date. Din blocul de date, acesta reține doar primii 32 de octeți, după care vă cere să opriți banda și desenează graficul. Acesta are desenată abscisa, în care se presupune că este numărul de ordine al bitului, iar în ordonată are durata acestuia. O dreaptă paralelă cu abscisa reprezintă valoarea în comparație cu care bitul este recunoscut ca Ø sau 1, după cum durata lui se află sub sau peste această linie.

La apăsarea tastei „V", pe ecran se afișează valorile duratelor biților, cîte 8 pe linie — cîte un octet.

La apăsarea tastei „C", dacă există imprimantă cuplată la calculator, se face o copie pe hîrtie a ecranului, grafic sau date.

La apăsarea tastei „G" se redesenează graficul.

Reintrarea în program, la mesaj de eroare, se face cu RUN.

Se face testarea casetei în mai multe locuri, deoarece viteza acesteia poate varia în funcție de cantitatea de bandă aflată pe rulouri.

4. Interpretarea datelor

Unitatea ideală de bandă este aceea care va da punctele grupate pe două linii paralele cu abscisa; de asemenea, valorile corespunzătoare pentru Ø și 1, indiferent de porțiunea testată a benzii sau alte condiții diferite de lucru — tensiune de alimentare, frecvență a rețelei etc. Este permis ca fiecare din cele două linii să fie, la rîndul ei, formată din alte două linii paralele, dar la distanță de o unitate în ceea ce privește valoarea duratei. Aceasta deoarece măsurarea duratei se face într-un registru intern al microprocesorului Z80 și aceasta ia valori discrete, între 0 și 255.

Dacă punctele se află cu o anumită împrăștiere, cu cît se vor găsi puncte mai apropiate de linia de luare a deciziei — linia dintre puncte — cu atît crește pericolul de confundare a valorilor biților. De asemenea, dacă în funcție de poziția de pe bandă, linia de luare a deciziei se apropie de o zonă de puncte sau alta, înseamnă că viteza benzii s-a modificat periculos de mult.

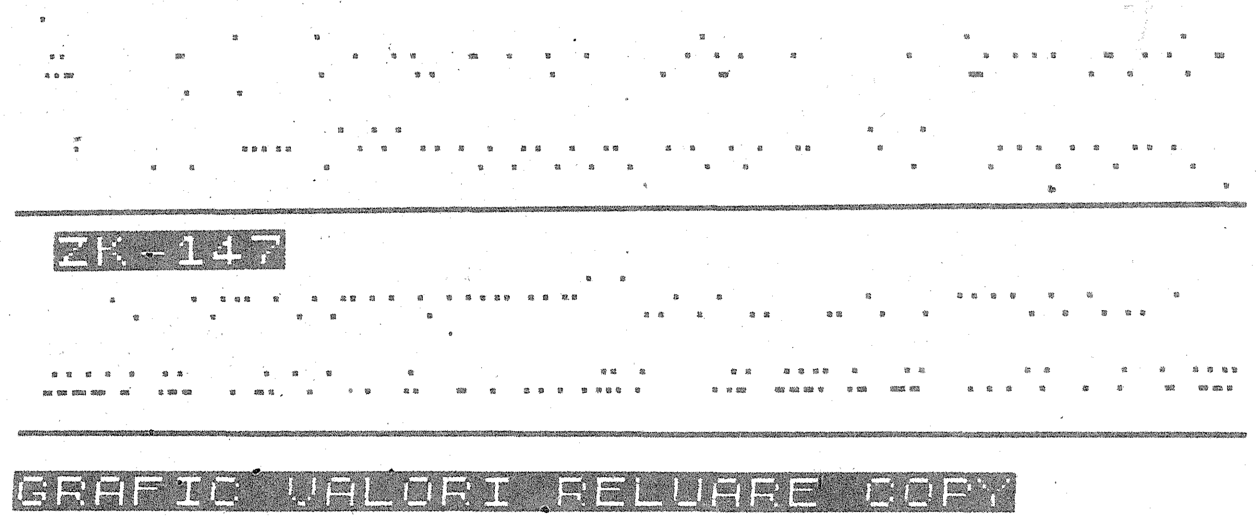
În funcție de rezultat, urmează să se ia măsurile de depanare a unității de bandă.

În exemplele alăturate se dau două tipuri de magnetofon și un casetofon. Cel mai bun este, se vede, magnetofonul TESLA B4, pe viteza de 9,53 cm/s. Explicația rezidă în marea stabilitate a vitezei acestui magnetofon și în calitatea capului. În ceea ce privește casetofonul, deranjează nu atît împrăștierea mare a punctelor, cît cele cîteva puncte care se apropie foarte tare de linia de luare a deciziei. Și nu uitați că avem doar primii 32 de octeți pe grafic!

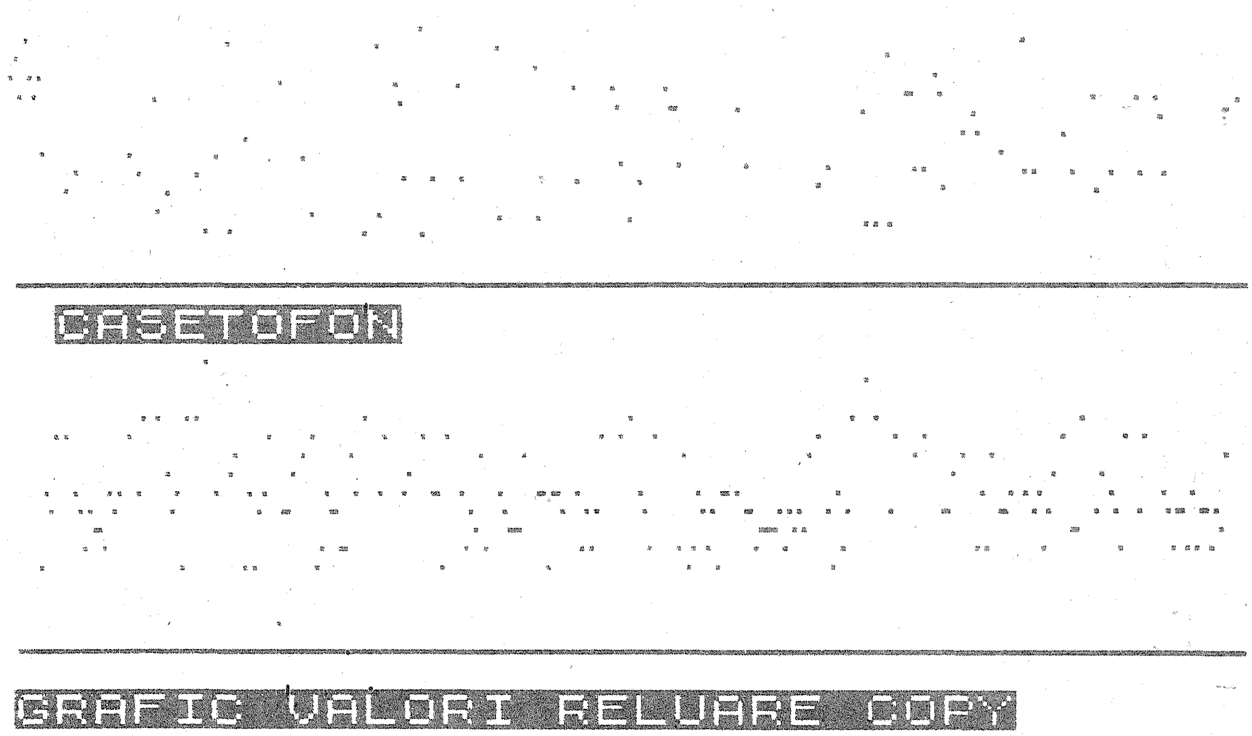
Ca o recomandare generală: preferați pe cît posibil magnetofoanele în locul casetofoanelor. Ele nu dau practic niciodată mesaj de eroare, iar cînd o fac, singurul remediu necesar îl constituie ștergerea capului cu un tampon cu alcool.

```
   1 REM Pregatire cod
  1Ø CLEAR 32767
  2Ø FOR p=33Ø65 TO 33265: READ x: POKE p,x: NEXT p
 1ØØ DATA 221,33,Ø,128,17,31,Ø,55,62,255,33,33,128,34,31,128,2Ø,8,21,243,62,15,2
11,254,33,63,5,229,219,254,31,23Ø,32,246,2,79,191,192,2Ø5,212,129,48,25Ø,33,21,4
,16,254,43,124,181,32,249,2Ø5,2Ø8,129,48,235,6,156,2Ø5,2Ø8,129,48,228,62,198,184
,48,224,36,32,241
 11Ø DATA 6,2Ø1,2Ø5,212,129,48,213,12Ø,254,212,48,244,2Ø5,212,129,2Ø8,121,238,3,
79,38,0,6,176,24,31,8,32,7,48,15,221,117,0,24,15,2Ø3,17,173,192,121,31,79,19,24,
7,221,126,Ø,173,192,221,35,27,8,6,178,46,1,2Ø5,2Ø8
 12Ø DATA 129,2Ø8,62,2Ø3,184,2Ø3,21,229,42,31,128,112,35,34,31,128,225,6,176,21Ø
,173,129,124,173,1Ø3,122,179,32,192,124,254,1,2Ø1,2Ø5,212,129,2Ø8,62,22,61,32,25
3,167,4,2ØØ,62,127,219,254,31,2Ø8,169,23Ø,32,4Ø,243,121,47,79,23Ø,7,246,8,211,25
4,55,2Ø1
1ØØØ SAVE "cod"CODE 33Ø65,2Ø1
```

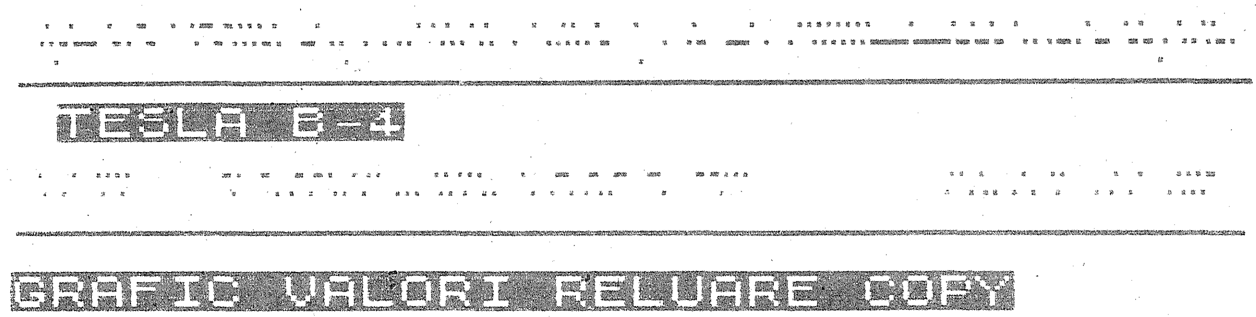
```
   1 REM spy G.L. tel. 772641
  10 GO TO 100
  20 POKE 23756,0: BORDER 0: PAPER 0: INK 7: CLEAR 32767: PRINT  FLASH 1;AT 12,1
0;"ASTEAPTA !": INK 0: LOAD ""CODE : INK 7: FOR p=1 TO 256: POKE (32800+p),203:
NEXT p
  30 CLS : PRINT  FLASH 1;AT 12,8;"PORNESTE BANDA !": RANDOMIZE USR 33065: IF PE
EK 32801-203<0 THEN  GO TO 30
 100 CLS : GO SUB 2000: PRINT #0;"OPRESTE BANDA SI ASTEAPTA !": DIM a(256): LET
a=1
 120 LET b=1: FOR p=1 TO 256: LET a(p)=PEEK (32800+p)-178: IF b<a(p) THEN  LET b
=a(p)
 130 NEXT p: LET a=INT (175/b): GO SUB 1000
 140 PRINT #0; INVERSE 1; FLASH 1;"G"; FLASH 0;"RAFIC "; FLASH 1;"V"; FLASH 0;"A
LORI "; FLASH 1;"R"; FLASH 0;"ELUARE "; FLASH 1;"C"; FLASH 0;"OPY"
 145 GO SUB 2000: PAUSE 0
 150 IF INKEY$="g" OR INKEY$="G" THEN  GO SUB 1000: GO TO 140
 160 IF INKEY$="v" OR INKEY$="V" THEN  CLS : FOR p=1 TO 256: PRINT TAB 4*(p-1);a
(p);: NEXT p: GO TO 140
 170 IF INKEY$="r" OR INKEY$="R" THEN  GO TO 30
 180 IF INKEY$="c" OR INKEY$="C" THEN  GO SUB 2000: COPY
 190 GO TO 145
1000 CLS : DRAW 255,0: FOR p=0 TO 255: PLOT p,a*a(p+1): PLOT p,a*25: NEXT p: RET
URN
2000 BEEP .2,35: BEEP .2,25: BEEP .2,15: RETURN
9999 SAVE "spy" LINE 20
```



1



2



3

AMPLIFICATOR DE PUTERE

Mulți cititori dețin tranzistoare de putere de tipul KT808 și GT806 și, în general, nu știu cum să le folosească.

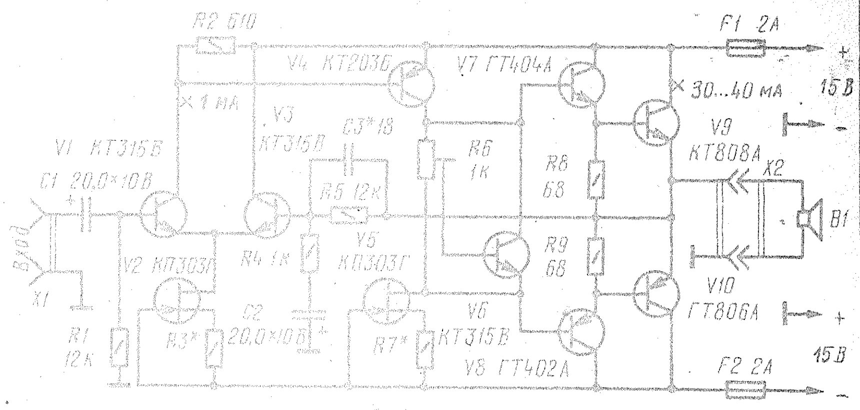
O aplicație imediată este construirea unui amplificator de putere ca în schema alăturată.

Acesta asigură o bandă de trecere cuprinsă între 20 Hz și 20 kHz, debitînd o putere de 20 W pe o sarcină de 4 Ω.

Se observă că în schemă sînt folosite două tranzistoare cu efect de cîmp, acestea fiind de tipul BF245.

Alimentarea impune o sursă dublă de ±15 V.

RADIO, 12/1979



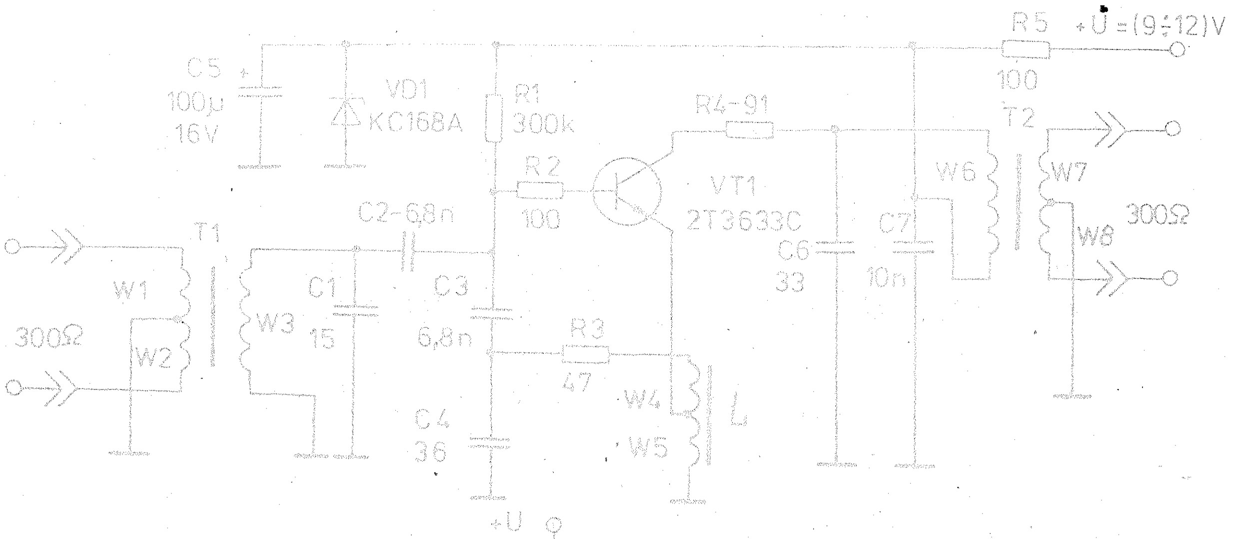
CONVERTOR UUS

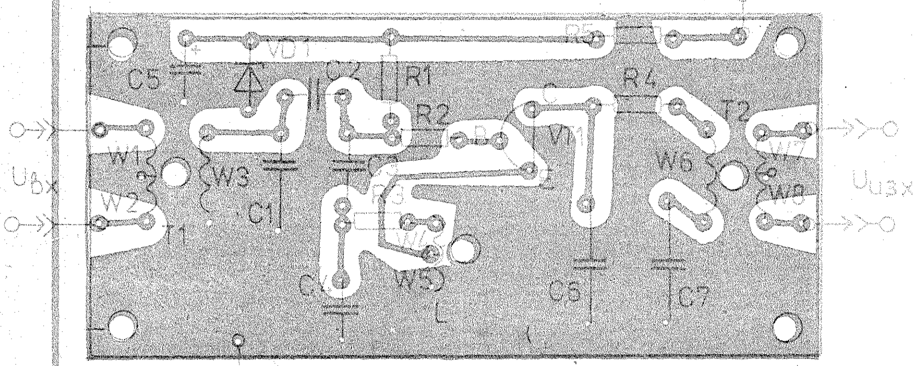
Montajul permite recepționarea benzii de frecvențe 88—108 MHz cu ajutorul receptoarelor prevăzute cu gama 66—73 MHz, adică cele mai răspîndite în țara noastră. Unicul tranzistor îndeplinește funcția de convertor autooscilator.

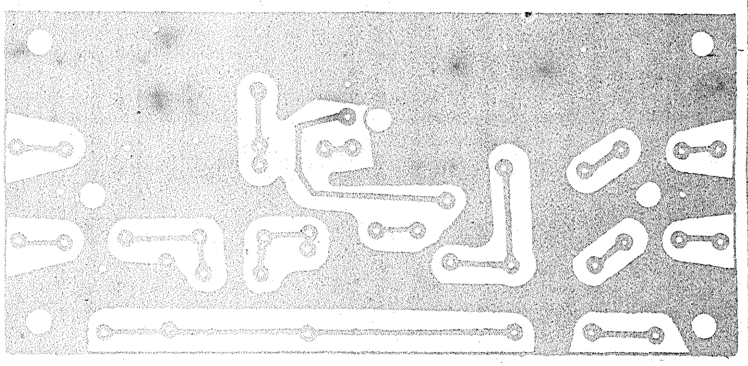
Bobinele sînt construite pe toruri de ferită. Înfășurările W1 și W2 au 3 spire din CuEm 0,3; W3 are 7 spire din CuEm 0,5; W4 are 8 spire CuEm 0,3; W5 are 4 spire; W6 are 9 spire CuEm 0,8, iar W7 și W8 au 4 spire CuEm 0,5.

Realizarea practică se face pe un cablaj imprimat al cărui desen este prezentat alăturat.

RADIO, TELEVIZIA, ELEKTRONIKA, 1/1992







ECHIVALENȚE

AF124	SFT357	SFT358	AF150	SFT319	SFT354	ASY48	AC182	SFT323
AF125	SFT357		AF156	SFT319	SFT354	ASY73	2N1304	
AF126	SFT316		AF164	SFT358		ASY76	2N527	
AF127	SFT316	SFT354	AF165	SFT316	SFT357	ASY77	SFT288	2N525
AF130	SFT316	SFT358	AF166	SFT316		ASY80	2N524	
AF132	SFT316	SFT354	AF168	SFT354		ASY81	SFT243	
AF133	SFT319	SFT354	AF170	SFT320		ASZ15	BDY53 (1)	
AF134	SFT354	SFT358	AF171	SFT319BE		ASZ16	BDY53 (1)	
AF135	SFT354	SFT357	AF172	SFT319VE		ASZ17	BDY53 (1)	
AF136	SFT357	SFT358	AF182	SFT358		ASZ18	BDY53 (1)	
AF137	SFT316		AF185	SFT358		BC112	2N2926	
AF138	SFT316		AL102	BDY53		BC113	2N3391	BC208
AF142	SFT358		ASY14/3	2N525		BC114	BC209	PBC209
AF143	SFT354	SFT357	ASY26	2N1303	2N1305	BC115	BC207	PBC207
AF144	SFT354	SFT358	ASY27	2N1305	2N1307	BC116	BC215 (BC313)	
AF146	SFT316	SFT354	ASY28	2N1302	2N1304	BC118	BC207	PBC207
AF147	SFT319	SFT354	ASY29	2N1304	2N1306			
AF148	SFT316	SFT354	ASY30	2N1305				

COMPLET DE RECEPȚIE TV

IULIAN POPOVICI Y07DJ

Datorită faptului că extinderea unor programe TV se face în prezent și va fi menținută și în viitor în banda UHF (canalele 21—60), voi prezenta în rîndurile ce urmează un complet de recepție TV de mare performanță, care este rodul cîtorva ani de cercetări în domeniu și care a fost verificat în practică în locuri cu recepție dificilă, în diferite anotimpuri și stări de propagare deosebit de grele.

Pînă a ajunge la concluziile ce le voi prezenta mai jos, menționez că am construit 16 tipuri de antene diferite pe care le-am testat, dar nici una nu a întrunit calitățile acesteia.

Această antenă pornește de la o idee pe care firma Wissi-Khaterinne a lansat-o cu ani în urmă și din care au derivat ulterior mai multe tipuri de antene, unele dintre ele cu performanțe ridicate, așa cum ar fi antena „Olimpia 170", cu elemente compensate etc. Ea este rezultatul unor calcule și teorii asupra antenelor de bandă largă și succesul unui experiment practic.

Completul de recepție prezentat se compune din antena propriu-zisă și amplificatorul de antenă.

Antena propriu-zisă, așa cum arătam mai sus, este o antenă de bandă largă, foarte performantă, care poate recepționa orice canal TV între 21 și 60. Constructiv, ea se compune dintr-o traversă din duraluminiu sau fier, pe care sînt prinse cu șuruburi elementele.

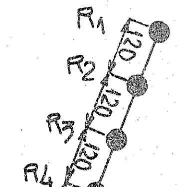
Elementele marcate R1—R9 constituie reflectorul antenei și sînt prinse direct pe suportul de susținere cu șuruburi, adică au contact galvanic.

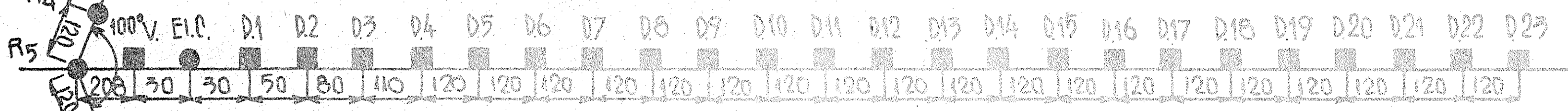
Unghiul de 100° al reflectorului conferă acestuia poziția optimă asupra rolului pe care-l joacă, de protecție din spate împotriva altor semnale, stabilește impedanța optimă și, în același timp, concentrează pe vibrator energia de radiofrecvență.

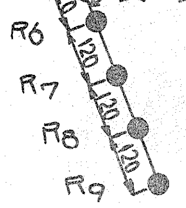
Singurul element al antenei care mai are, în afară de reflector, contact galvanic cu traversa de susținere este elementul notat El.C., adică element de compensare. El se situează între primul director și vibrator și joacă rolul de compensare fizică și electrică a elementelor aflate în fața lui.

Compensarea aceasta este variabilă și se extinde tot în mod variabil de la canal la canal și este poziționat și dimensionat de așa manieră încît elementele D1—D23 să formeze un fel de ghid de undă care să rezoneze în tot domeniul UHF.

Celelalte elemente, și anume vibratorul (V) și directorii (D1—D23), sînt izolate față de elementul de susținere prin niște mici plăcuțe din fibrotextolit sau teflon și dimensionate astfel încît vibratorul care este diimensionat pentru canalele cele mai joase din domeniul UHF împreună cu elementele directoare D1—D23, dimensionate în porțiunea cea mai de sus a domeniului UHF, să formeze un tot unitar, dar nu de compromis, ci o antenă superioară altor tipuri.







Asupra dimensiunilor fiecărui subansamblu nu mai stărui, întrucît sînt puse în evidență foarte clar în desenele de pe schema antenei.

Accentuez numai că antena trebuie construită conform schemei propuse; nu se admit derogări de la dimensiuni mai mari de 2 mm și trebuie plasată într-un loc degajat, cu o elevație a vîrfului ei față de orizontală de aproximativ 10—15°. Antena asigură singură (fără amplificator) un cîștig, la borne, de 19 dB.

Amplificatorul de antenă

Întrucît antena este de bandă largă, am studiat diferite variante, inclusiv cu amplificatoare comandate cu diode varicap, dar pentru că sînt costisitoare și greu de manevrat, am adoptat soluția amplificatorului de bandă largă, dar studiind mai multe variante de optimizare.

Am ajuns la concluzia că tetroda-MOS întrunește cele mai bune calități în funcționare: zgomot mic, amplificare suficient de mare și stabilitate termică ridicată.

Mai este un amănunt care nu trebuie deloc neglijat. Majoritatea firmelor constructoare de antene, din diferite motive, construiesc aceste antene și amplificatoarele de antenă cu impedanțe diferite, ceea ce pentru utilizator pune probleme deosebite, care de multe ori duc practic la eșec.

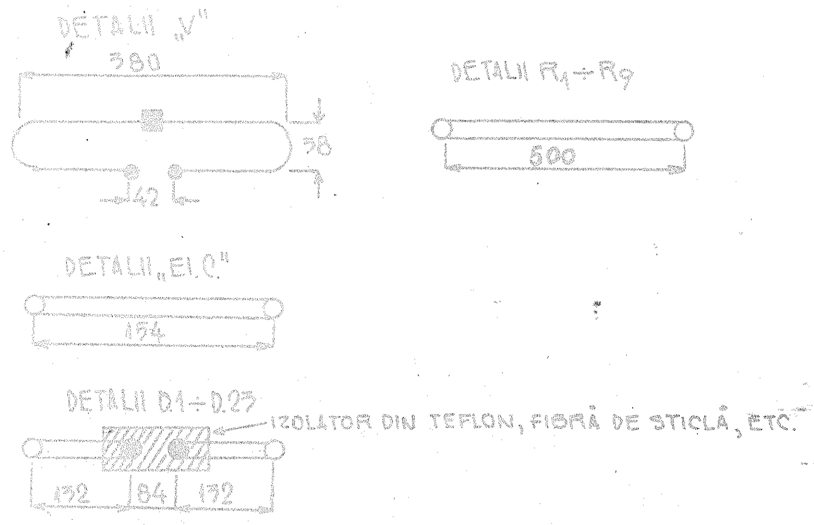
Să mă explic: și în cazul de față impedanța la borne a antenei este de 300 Ω; dacă utilizam soluția adaptării-simetrizării cablului cu buclă, deci cu transformator cu raport 4/1, pierderile de energie erau foarte mari. Și atunci am adoptat soluția intrării simetrice în amplificatorul de antenă.

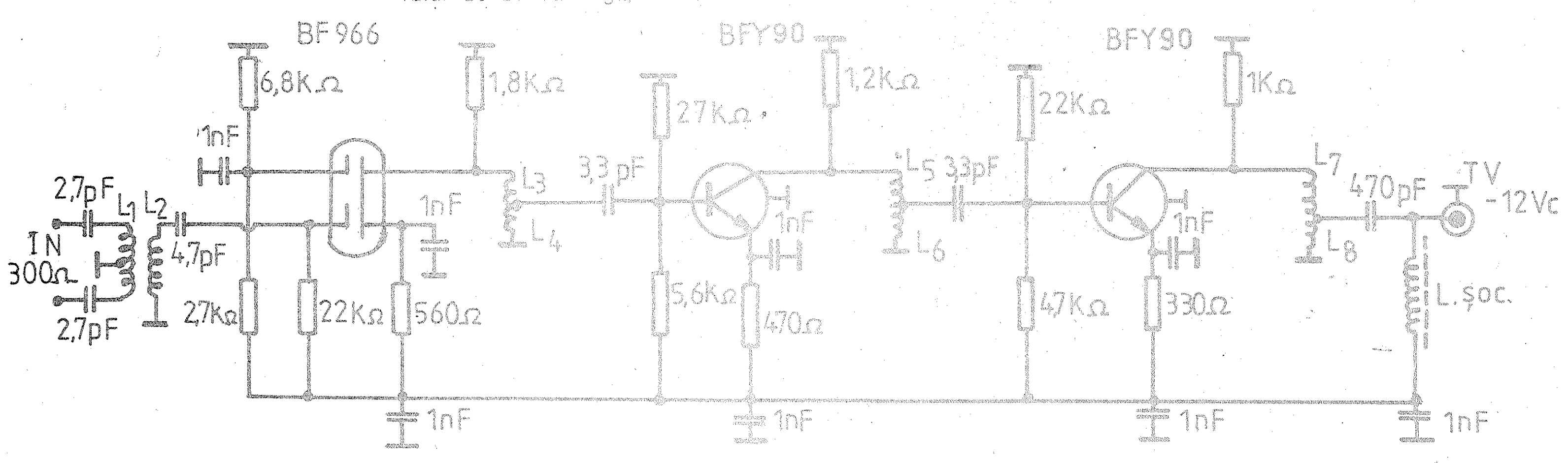
În acest fel, cred eu, am rezolvat foarte corect două lucruri: adaptarea optimă a vibratorului la cablu și a cablului la amplificator cu pierderi infime de energie, deoarece lungimea cablului dintre vibrator și amplificator este de cîțiva centimetri. Ieșirea din ampificator se face cu cablu coaxial de 75 Ω.

Amplificatorul aigură o amplificare cvasiconstantă de la canalul 21 la 60, deosebit de puternică dincolo de canalul 40, apropiată valorii de 35 dB.

Datele bobinelor

L1 = 2 x 3 spire, CuEm 0,5 mm; în aer; Ø 3 mm;
L2 = 3 spire CuEm 0,5 mm; în aer; Ø 3 mm (peste bobina L1);
L3 = 3 spire, CuEm 0,5 mm; în aer; Ø 3 mm;
L4 = 4 spire, CuEm 0,5 mm; în aer; Ø 3 mm; bobinată în contrasens față de L3;
L5 = L7 = idem L3
L6 = L8 = idem L4, bobinate în contrasens față de L5 și L7.





Redactor-șef: ing. I. MIHĂESCU
Secretar general de redacție: fiz. ALEX. MĂRCULESCU
Redactori: K. FILIP, ing. M. CODĂRNAI
Secretariat: M. PĂUN
Grafică: I. IVAȘCU

Administrația: Editura „Presa Națională" S.A.

Tiparul executat la Imprimeria „Coresi" București

INDEX 44212